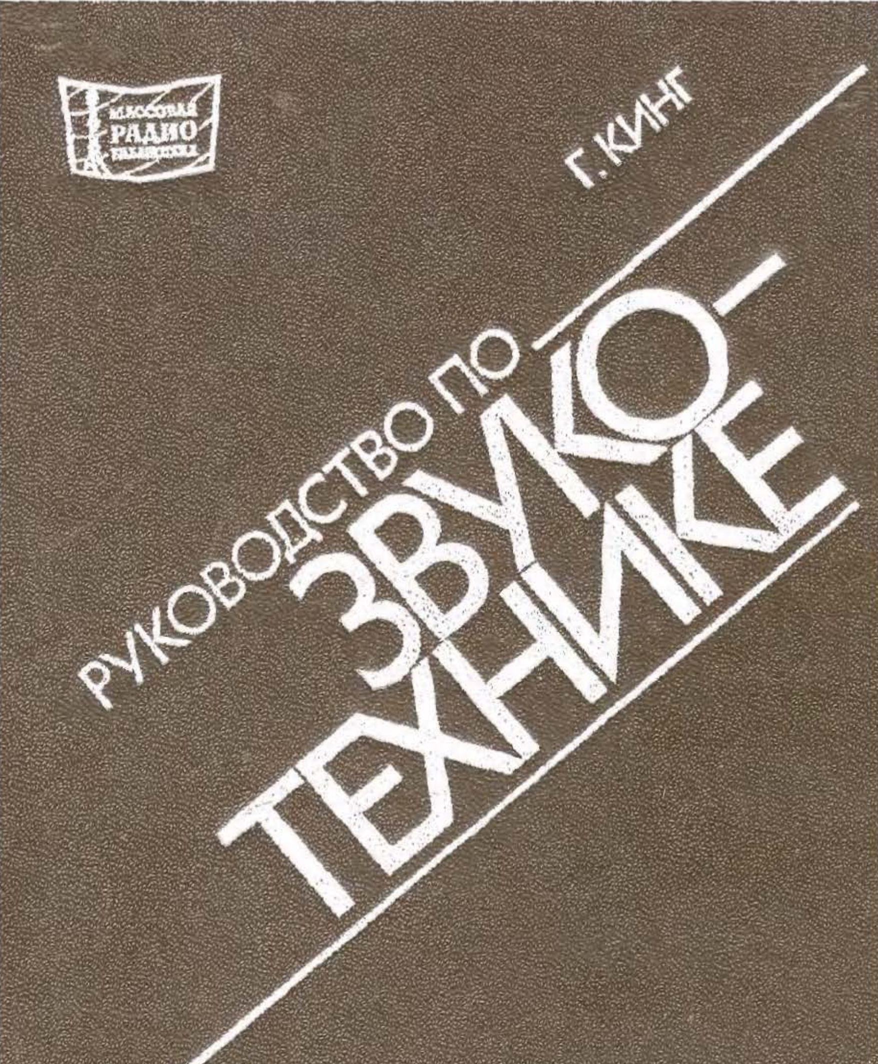
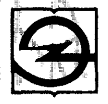

МАССОВАЯ
РАДИО
Г. КИНГ
РУКОВОДСТВО ПО
ЗВУКО-
ТЕХНИКЕ

Г. КИНГ

РУКОВОДСТВО ПО ЗВУКО-ТЕХНИКЕ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА
ВЫПУСК 1022

Перевод
с английского
Ю. П. АЛЕКСЕЕВА
и Г. М. ВАСИЛЬЕВОЙ



Ленинград
"ЭНЕРГИЯ"
Ленинградское отделение
1980

ББК 32.872
К 41
УДК 681. 84

Gordon J. King
The Audio Handbook
Newnes-Butterworths, London

ГОРДОН КИНГ

Руководство по звукотехнике

Пер. с англ. Ю. П. Алексеева и Г. М. Васильевой

Редактор Л. М. *Пархоменко*
Художественный редактор *Д. Р. Стеванович*
Технический редактор *А. Г. Рябкина*
Корректор *В. В. Румянцев*
Переплет художника *В. В. Белякова*

ИБ № 2500

Сдано в набор 26.06.80. Подписано в печать 19.09.80. М-32879. Формат 60Х90¹/₁₆. Бумага типографская № 1. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 24. Уч.-изд. л, 22,8. Тираж 20 000 экз. Заказ 1362. Цена 2 р.
Ленинградское отделение издательства «Энергия».
191041, Ленинград, Д-41, Марсово поле, 1.
Ленинградская типография № 4 ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 191126, Ленинград, Социалистическая ул., 14.

Кинг Г.

К41 Руководство по звукотехнике: Пер. с англ.— Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1980.— 384 с., ил.— (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1022).

В пер.: 2 р.

В книге излагаются вопросы конструирования аппаратуры высококачественного звуковоспроизведения в домашних условиях. Приводятся сведения по основам звукотехники, требования, предъявляемые к высококачественной аппаратуре звуковоспроизведения. Рассматриваются схемное построение предусилителей и усилителей мощности, методы измерений параметров усилителей, а также особенности конструирования громкоговорителей, акустических систем, микрофонов и звуковоспроизводящей аппаратуры.
Книга рассчитана на массового радиолюбителя, на инженеров и техников.

$К\frac{30403-100}{051(01)-80}$ 252—80. 2402030000

ББК 32.872
6Ф2.7

Оглавление

Предисловие

Краткая предыстория этой книги сводится к следующему. В 1959 г. я написал книгу под названием «Практический справочник по аппаратуре Hi—Fi», которая была опубликована издательством Odhams Books и хорошо принята читателями, причем для удовлетворения спроса читателей в Англии потребовалось несколько переизданий книги. Вышло в свет также испанское издание. В 1969 г. книга была переработана и дополнена материалами по полупроводниковой технике, магнитной звуко- и видеозаписи и выпущена издательством Newness Butterworth под новым названием «Справочник по аппаратуре Hi—Fi и магнитофонам».

Прогресс в области высококачественного звуковоспроизведения так велик, что потребовалось данное, третье, издание. Однако на этот раз книга полностью переработана и непохожа на предыдущие издания. В названии использован обобщающий термин «звукотехника» (audio). Был период, когда аппаратура Hi—Fi считалась значительно лучше аппаратуры среднего класса по конструктивному исполнению, а следовательно, и по качеству воспроизведения. Это в некоторой степени справедливо и сейчас, но успехи в области электронных радиоэлементов столь велики, что отличие между звуковоспроизводящей аппаратурой среднего класса и аппаратурой категории Hi—Fi постепенно стирается, и в скором времени не будет большой разницы в основных параметрах аппаратуры обоих классов.

Безусловно, всегда будет спрос на аппаратуру суперкласса, предназначенную для тонкого ценителя, которого удовлетворяет только чрезвычайно большая мощность при едва заметных уровнях гармонических и интермодуляционных искажений, при удобстве управления и технических характеристиках, значительно превосходящих характеристики моделей среднего класса.

Если не считать принципы построения электронных схем, самые большие различия (в моделях обоих классов) сущест-

вуют между источниками сигнала для усилителей и акустическими системами. Высококачественные электропроигрыватели с минимальным фоном, с постоянной частотой вращения диска и малой детонацией, с магнитными головками, имеющими небольшую прижимную силу, с тонармами, обладающими малой инерцией и небольшим трением, дорого стоят. То же можно сказать и об акустических системах высшего класса, способных обеспечить в бытовой обстановке уровни звукового давления, близкие к 100 дБ, при малых искажениях, с расширенным диапазоном воспроизводимых частот, особенно в сторону низких частот, и с минимальными отличиями от естественного звучания.

Качество магнитофонов также существенно связано со стоимостью, особенно это касается последних моделей кассетных магнитофонов с устройствами уменьшения шума, такими, как Долби Б (Dolby B). Небольшая линейная скорость движения кассетных лент требует очень сложных лентопротяжных механизмов, чтобы уменьшить до уровня, присущего аппаратуре Hi—Fi, непостоянство скорости и детонацию. В то же время основой для расширения частотного диапазона и уменьшения до минимума переходных искажений является высокоточная технология изготовления магнитных головок. Микрозазоры, существенно влияющие на расширение частотного диапазона, более подвержены износу и деформации в результате прохождения ленты через головки, чем в более ранних катушечных магнитофонах; поэтому в магнитофонах высшего класса используются более дорогие головки — некоторые из них из твердого ферритового материала. Все это стоит дороже электронных схем, которые в звуковоспроизводящих устройствах не очень сложны. Система Долби Б, существенно влияющая на отношение сигнал-шум при низких скоростях движения ленты,— очень сложное устройство, как и другие недавно разработанные системы подавления шума.

Система Долби Б, например, в сочетании с недавно полученными магнитными лентами с покрытием из CrO_2, обеспечивающими получение высокой энергии, значительно расширяет динамический диапазон кассеты как источника музыкального сигнала даже при такой низкой скорости, как 4,76 см/с. Система фирмы «Филипс», которая дает стереофоническое воспроизведение в двухканальных пáрах (всего четыре дорожки) и совместима с монофоническими системами, является «стандартом» для большинства кассетных магнитофонов при их проектировании.

Запись четырехканальных сигналов, или квадрафонических, производится в настоящее время как на грампластинки, так и на стандартные магнитные ленты шириной 6,3 мм. Во время написания этой книги еще не было стандарта на четырехканальные кассеты, хотя уже была осуществима двухканальная

матричная система с использованием двух пар дорожек стандартных кассет. То же можно сказать и о матричных четырехканальных пластинках. Четырехканальный кассетный магнитофон был изготовлен фирмами JVC и Н—К.

Кроме этого типа пластинок, существует так называемая несущая пластинка, на которой сигналы задних каналов модулируют поднесущую, записанную в той же канавке, в которой общеизвестным способом записаны передние левый и правый каналы. Пластинка этого типа часто называется четырехканальной дискретной, так как все четыре канала всего тракта — от записи до воспроизведения — изолированы друг от друга (система СД-4 фирмы JVC, где буква С обозначает «совместимая», т. е. что пластинка будет стереофонической при воспроизведении на стереоустановке; буква Д — «дискретная», а цифра 4 показывает число каналов).

Число каналов, участвующих в процессе прохождения информации от микрофона до акустической системы через средства записи, обычно выражается как 4-4-4 для дискретной системы и 4-2-4 — для матричной. Первая цифра 4 обозначает, что сигналы при записи подаются по четырем каналам (т. е. через четыре микрофона). Вторая цифра показывает, сколько изолированных каналов используется в процессе записи. В дискретной системе их четыре, а в матричной — лишь два. Третья цифра обозначает число каналов при звуковоспроизведении (т. е. сколько используется усилителей и акустических систем). В соответствии с этим двухканальную стереосистему можно обозначить как 2-2-2.

Псевдоквадрафоническая система, которую иногда называют системой «пространственного звучания» или «амбиофонической», обозначается как 2-2-4; при этом подразумевается, что четыре громкоговорителя принимают сигналы от двухканального источника, которые были также переданы или записаны по двум каналам. Сигналы для задних громкоговорителей получаются путем преобразования левого и правого стереосигналов, так что система не является подлинно четырехканальной. Однако так как концертный зал сам по себе обусловливает некоторую противофазу или разницу между сигналами левого и правого каналов, то на задние громкоговорители сигнал подается с учетом этого и иногда наблюдается усиление стереофонического эффекта при воспроизведении.

Тюнеру как источнику программы придается все большее значение, особенно сейчас, когда качество звука улучшено благодаря линиям связи между студиями с импульсно-кодовой модуляцией и УКВ-ЧМ-передатчикам, что отмечается в стереопередачах радиостанции BBC, распространяющихся на большую часть страны.

Действительно, при хорошей музыкальной программе качество звучания прямых передач, воспроизводимых с помощью

хорошего ЧМ-стереотюнера, значительно лучше получаемого посредством других современных источников звуковых программ, за исключением, может быть, микрофонов.

Хотя между электронными элементами и основным устройством Hi—Fi тюнера все еще нет полной согласованности по параметрам, тем не менее хорошо сконструированный ЧМ-тюнер с встроенным декодером может обеспечивать вполне приемлемый по качеству сигнал, если условия приема хорошие. Что касается усилителей, то наиболее дорогие модели имеют такие особенности и свойства, которые не существенны для качества сигнала. Поэтому, например, покупатель переплачивает за АМ-тракт, за искусно сделанные механизмы настройки и корпус, за переключаемые фильтры и другие технические особенности, которые сами по себе непосредственно не влияют на качество воспроизведения.

С другой стороны, для удовлетворительного приема при неблагоприятных условиях (например, когда принимаемый сигнал очень мал или когда необходимо настроиться на слабый сигнал, находящийся по частоте вблизи более мощного) требуется такой тюнер, в котором использованы специальные схемные решения для устранения таких трудностей. Это, безусловно, требует дополнительной стоимости.

За прошедший период после опубликования «Практического справочника по аппаратуре Hi—Fi» (1959 г.) требования стандарта к качеству воспроизведения звука повысились в связи с большими достижениями в смежных областях техники.

Кроме звукового сопровождения телевидения и небольших транзисторных приемников, стереофоническое звуковоспроизведение удовлетворяет современным требованиям.

Часто в наш век звука термины Hi—Fi и «стерео» рассматриваются как синонимы, но «стерео» не превратит звук посредственного качества в высококачественное звучание (в Hi—Fi).

От двух каналов в настоящее время постепенно переходят к четырем. В этом практические успехи немного больше, чем в области стереофонического звуковоспроизведения, за время выхода в свет Практического справочника по Hi—Fi, хотя с технической точки зрения имеется много новых решений. Однако еще существует много проблем, над которыми необходимо работать до того, как появятся универсальные стандарты по квадрафонии. Элементы механики и электроники, а также магнитные ленты и грампластинки находятся на таком уровне, который дает широкие возможности для желающих работать в этом направлении.

Таким образом, термин Hi—Fi охватывает всё новые области. Радиоаппаратура, которая одно или два десятилетия назад могла рассматриваться как Hi—Fi, сейчас считается аппаратурой среднего класса.

При написании этой книги не рассматривались детально вопросы обслуживания и текущего ремонта, поскольку они были отражены в справочниках «Обслуживание и текущий ремонт ЧМ-радиоприемников» того же издательства, что и эта книга.

Большее внимание уделено рассмотрению новых технологических методов и научных вопросов, относящихся к аппаратуре. Таким образом, книга предназначена не только для обслуживающего персонала и продавцов аппаратуры Hi—Fi, но также и для радиолюбителей и любителей музыки, стремящихся быть в курсе достижений в бытовой звуковоспроизводящей аппаратуре.

Гордон Дж. Кинг

Главы 1—3 переведены В. Д. Бубновой

ГЛАВА 1

Основные понятия звуковоспроизведения

Аппаратура, предназначенная для высококачественного звуковоспроизведения, отличается от аппаратуры среднего класса тем, что особое внимание в ней уделяется большому числу мелких особенностей. Это и обусловливает дополнительную стоимость аппаратуры Hi—Fi. Небольшие отклонения, являющиеся результатом изменения номинального значения одного или нескольких параметров элементов или неквалифицированного обслуживания, будут нарушать оптимальную взаимосогласованность параметров изделия и так или иначе ухудшать качество звуковоспроизведения. Например, могут увеличиться искажения или ухудшится частотная характеристика.

Специалист по обслуживанию, не воспринимающий тонкостей звучания Hi—Fi, может не заметить этих недостатков, но профессионал, безусловно, заметит разницу. Так что специалист по обслуживанию должен использовать точные измерительные приборы для того, чтобы установить соответствие стандарту до и после ремонта или настройки. Контрольное прослушивание отнимает много времени и часто приводит к ошибкам. Задача специалиста по обслуживанию — обеспечить соответствие параметров аппаратуры указанным в технической документации.

Опыт показал, что любители аппаратуры Hi—Fi делятся на три основные категории. Имеются любители музыки, основное желание которых — слушать любимые записи с наименьшими ощутимыми искажениями. Для этой категории требуется минимальная техническая точность аппаратуры, так как воспроизведение среднего качества вполне воссоздает в воображении слушающего обстановку концертного зала. Небольшие искажения и другие мелкие недостатки остаются незамеченными.

К другой категории относятся технические специалисты, внимание которых сконцентрировано на разных технических параметрах аппаратуры. Эта категория людей может не обладать высокоразвитым эстетическим вкусом к музыке, но они часто со сверхъестественной точностью могут определить, больше ли искажения, чем они должны быть, улучшит ли до-

полнительное демпфирование акустических систем воспроизведение низких частот, имеется ли провал или подъем в общей частотной характеристике и другие технические вопросы. Такой человек получает удовлетворение от громкого воспроизведения при малом искажении, и когда он говорит, что искажения больше, чем должны быть, то специалисту стоит согласиться с ним, если он не может объективно доказать противное.

Третья категория объединяет в себе особенности двух первых: к ней относится значительное большинство ценителей аппаратуры Hi—Fi и музыки. Эту категорию представляют люди, пристрастные к технике и одновременно истинные ценители музыки.

Специалист по звуковоспроизводящей аппаратуре должен знать об этих трех категориях людей. Желательно, чтобы он сам интересовался музыкой и посещал концерты хотя бы для того, чтобы самому познакомиться с объектом звукозаписи.

Специалист, занятый в области высококачественного звуковоспроизведения, должен быть инженером и в какой-то степени психологом, а также знать субъективную сущность человека. Восприятие звука — это чисто субъективная функция. Из этого и будем исходить.

ЗВУК

Любой источник звука находится в состоянии колебания. Это ясно показывает струна пианино, камертон, диффузор громкоговорителя и т. д. Колебание может быть столь слабым или столь частым, что остается незамеченным, но может иметь большую амплитуду, быть относительно медленным, и тогда оно становится ясно различимым, как при очень сильном фоне сети, исходящем из громкоговорителя. В этом последнем случае фон не удается устранить полностью, даже если звуковую катушку приклеить к магнитным полюсным наконечникам. Такое явление однажды пришлось наблюдать автору, когда детально исследовалась система, в которой отсутствовала выходная мощность. Владелец системы в принципе был прав, объясняя, что «ужасное гудение вызвано колебанием диффузора» (к сожалению, правдивая история).

В орга́не и духовых инструментах источником звука является колебание воздуха. Такое колебание часто можно ощутить, если положить палец на трубу, струну или диффузор громкоговорителя. Удивительно, насколько точно палец ощущает наличие колебаний. Некоторые инженеры часто проверяют незначительный фон сети (неслышимый) прикосновением к диффузору.

Источник звука вызывает поочередно сжатие и разрежение окружающего воздуха в полном соответствии с колебаниями. Таким образом, за импульсом высокого давления следует импульс низкого давления и так далее.

ПРОДОЛЬНЫЕ ВОЛНЫ

Звуковые волны, распространяющиеся в воздухе, известны как продольные волны. Это значит, что молекулы воздуха перемещаются вперед и назад по линии, параллельной направлению распространения волны, и что каждая молекула выполняет такое же движение, как и предыдущая, но с небольшим запаздыванием.

Электромагнитные волны — радиоволны, световые волны и т. д.— известны как поперечные волны, так как элементарные частицы перемещаются перпендикулярно направлению распространения волны, а не параллельно.

СКОРОСТЬ ЗВУКА

Быстрота перемещения звуковых волн, называемая скоростью распространения, зависит от физических свойств среды. В газовой среде она выражается следующим соотношением:

$$c=\sqrt{\frac{\gamma p}{\rho}}, \tag{1.1}$$

где c — скорость; γ — отношение теплоемкостей (величина постоянная; для атмосферного воздуха она равна примерно 1,4); p — давление (номинальное значение 10^6 дин/см^2, соответствующее 1 бар или в единицах системы СИ — 10^5 Па); ρ — плотность (для воздуха близка к 1,2 кг/м^3).

Скорость распространения звуковых волн через атмосферу на уровне моря при температуре 20° С близка к 344 м/с. Скорость распространения звуковых волн в газовой среде при постоянной температуре зависит от плотности и «сжимаемости» газа. Поскольку плотность прямо пропорциональна давлению, то скорость не зависит от давления в широком диапазоне его изменения.

Изменение же температуры вызывает изменение скорости.

Скорость звука связана с частотой f и длиной волны λ звука соотношением

$$c=\lambda f. \tag{1.2}$$

Таким образом, длину волны можно определить, разделив скорость на частоту. Например, длина волны звука частотой 50 Гц (частота сети) равна 6,88 м. При частоте 20 Гц длина волны будет составлять 17,2 м, в то время как при 5 кГц — 6,9 см. Таким образом, длина волны уменьшается с увеличением частоты. Знание длины волны может быть полезно при исследовании стоячих волн в комнате прослушивания, а также для других областей техники звуковоспроизведения.

Любой газ, например воздух, состоит из большого числа молекул, находящихся в состоянии быстрого беспорядочного движения. Давление, действующее на предмет, находящийся в газовой среде, зависит от числа молекул на единицу объема и от кинетической энергии, т. е. от барометрического давления газа (воздуха) и его температуры.

ЗВУКОВОЕ ДАВЛЕНИЕ

Нормальное атмосферное давление составляет около 10^6 дин/см^2, что соответствует 1 бар или в единицах системы СИ — 10^5 Па. Звуковые волны вызывают колебания среды при давлении от 20 мкПа (микро обозначает 0,000001) до 60 Па, что обеспечивает диапазон от самых тихих звуков вблизи порога слышимости до звуков интенсивностью, близкой к болевому порогу.

Таким образом, звуковая волна характеризуется колебательным отклонением давления воздуха (в зависимости от характера звука) в ту или иную сторону от атмосферного давления и соответствующим изменением скорости движения молекул газа относительно мгновенного значения скорости газа. Мощность, создаваемая звуковой волной, представляет собой произведение скорости частицы звука, близкой к мгновенному значению скорости, на акустическое давление, близкое к нормальному атмосферному давлению.

МОЩНОСТЬ ЗВУКА

Среднюю мощность на единицу площади можно выразить как

$$W_a = pu, \tag{1.3}$$

где p — среднее квадратическое значение давления газа; u — среднее квадратическое значение скорости движения частицы.

Если эти величины рассматривать как электрические параметры, то p можно представить как аналог напряжения, а u — как аналог тока, при этом их произведение дает значение мощности.

Полное сопротивление Z удельного излучения определяется уравнением

$$Z = \rho c, \tag{1.4}$$

где c — скорость распространения звука; ρ — плотность газа.

Таким образом, W_a также можно выразить как

$$W_a = Zu^2 \tag{1.5}$$

или как

$$W_a = \frac{p^2}{Z}. \qquad (1.6)$$

Величина Z часто дается равной 40,7 акустических ом в единицах системы СГС (сантиметр — грамм — секунда) или 407 акустических ом в единицах системы СИ. Таким образом, решив уравнение (1.6) с соответствующим значением Z, определим, что звуковое давление 20 мкбар (2 Па) дает значение W_a, равное 9,828 эрг/см^2 или 98280×10^{-7} Дж/м^2, т. е. 98280 эрг/м^2. Округлив эти значения до 10 эрг/см^2 и 100 000 эрг/м^2 и учитывая, что 1 Вт $= 10^7$ эрг (1 Дж) в секунду, определим мощности на единицу площади: 1 мкВт/см^2 и 10 мВт/м^2.

СФЕРИЧЕСКИЕ ВОЛНЫ

Когда фронт волны находится под прямым углом к направлению ее распространения, то такие волны называются плоскими. Однако в большинстве практических случаев фронт волны распространяется неоднородно, так что в неограниченном свободном пространстве волны расходятся из центра в виде расширяющейся среды. Тогда мощность на единицу площади уменьшается обратно пропорционально квадрату расстояния, а давление — обратно пропорционально расстоянию.

Средняя мощность W_a на единицу площади, обусловленная сферической волной, определяется следующим уравнением:

$$W_a = \rho c u^2 \frac{2\pi^2 r^4}{\lambda^2 d^2}, \qquad (1.7)$$

в то время как среднее квадратическое значение давления p (когда расстояние больше длины волны) определяется уравнением

$$p = \rho c u \frac{\sqrt{2}\, \pi r^2}{\lambda d}, \qquad (1.8)$$

где ρ — в обоих уравнениях плотность газа; c — скорость распространения звука; u — среднее квадратическое значение скорости движения частиц; r — радиус фронта волны; d — расстояние от источника звука; λ — длина волны.

АМПЛИТУДА ЗВУКОВОЙ ВОЛНЫ

Громкость звука определяется амплитудой волны и, следовательно, энергией, которая посредством волны достигает уха, поскольку звук воспринимается органом слуха.

Среднее квадратическое значение амплитуды плоской волны определяется уравнением

$$a = \frac{u}{2\pi f} \quad \text{или} \quad a = \frac{p}{\rho c 2\pi f}, \qquad (1.9)$$

а сферической волны — уравнением

$$a = \frac{u}{2\pi f} \cdot \frac{\sqrt{2}\,\pi r^2}{\lambda d} \qquad (1.10)$$

при расстоянии, большем длины волны, где a — амплитуда; u — среднее квадратическое значение скорости движения частицы; f — частота; r — радиус фронта волны; d — расстояние; λ — длина волны.

ХАРАКТЕРИСТИКА ЗВУКА

Высота тона звука определяется частотой и, следовательно, длиной волны, в то время как качество звучания или тембр, характеризующий различие между нотами одной и той же высоты тона звучания различных инструментов, определяются гармоническим спектром звука. Он может рассматриваться как дополнительные колебания, частоты которых являются кратными по отношению к частоте основного колебания.

С уменьшением частоты нота в конце концов распадается на отдельные импульсы. С увеличением частоты она становится весьма резкой и на частоте примерно 15 кГц стремится перейти в свист большой высоты тона.

Высокочастотный предел слышимости — различный для людей разного возраста. Для молодых людей он находится где-то около 20 кГц, для людей пожилого возраста падает до 6 кГц и ниже. Некоторые молодые люди испытывают неприятные ощущения при отклонении луча в электронно-лучевых трубках телевизоров, в то время как люди старшего возраста совсем не испытывают беспокойства. Писк мыши обычно не слышен людям пятидесятилетнего возраста, хотя хорошо слышен молодым людям.

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ

Хотя человек с возрастом становится менее восприимчив к высоким частотам спектра, он все же может различать гармонические составляющие музыки выше частоты среза частотной характеристики. Для такого владельца звуковоспроизводящей аппаратуры важно, чтобы его аппаратура была чувствительна к верхним частотам звукового спектра. Одна из причин

этого состоит в том, что частично музыкальные волны имеют крутой, быстро нарастающий фронт, называемый переходным процессом. Сигналы могут быть разделены на большое число гармонических составляющих. Затухание высокочастотной части спектра вызывает уменьшение скорости нарастания фронта волны и амплитуды сигнала при переходном процессе. Поскольку при воспроизведении музыки обязательно существуют переходные процессы, их нарушение, вызывающее уменьшение ускорения и амплитуды, одинаково ощутимо для людей, воспринимающих расширенный частотный диапазон и не воспринимающих его.

ДЕЦИБЕЛ

Давление и мощность звуковой волны часто выражаются в децибелах (дБ). Следует рассмотреть, что под этим подразумевается.

Децибел обозначает отношение двух мощностей в логарифмической зависимости (в системе десятичных логарифмов) и математически выражается как

$$дБ = 10\lg\left(\frac{W}{W_0}\right), \tag{1.11}$$

где W/W_0 — отношение двух рассматриваемых мощностей. Поскольку децибел выражается отношением, то одна из сравниваемых мощностей всегда должна быть известна или, по крайней мере, должна условно предполагаться. Причем, поскольку мощность звука пропорциональна квадрату значения звукового давления, то значение давления в децибелах будет определяться выражением

$$дБ = 10\lg\left(\frac{p}{p_0}\right)^2 = 20\lg\left(\frac{p}{p_0}\right), \tag{1.12}$$

где p/p_0 — отношение двух давлений, причем p_0 должно быть известно или условно предполагаться.

По международному соглашению эталонное звуковое давление равно 0,0002 дин/см^2 или 0,0002 мкбар и в единицах системы Си — 20 мкПа.

Таким образом, 0 дБ — эталонный уровень — соответствует 20 мкПа или 0,0002 мкбар. Такое звуковое давление находится на пороге слышимости.

Когда давление звуковой волны превышает 120 дБ, то слушающий испытывает неприятное ощущение и даже боль. 120 дБ соответствуют отношению давления $10^6:1$, т. е. давление на этом уровне составляет 200 мкбар (20 Па). Таким образом, практически человеческое ухо может приспосабливаться к дав-

лению от 0,0002 (20 мкПа) до 200 мкбар (20 Па) — от самых тихих звуков (порога слышимости) до самых громких (близких к болевому порогу). В действительности верхний предел приближается к 130 дБ, что соответствует звуковому давлению более 600 мкбар (60 Па). При этом звук настолько интенсивен, что может вызывать боль и даже повреждение органа слуха.

Таблица 1.1

Шум	Громкость, дБ	Относительная энергия	Давление, мкбар	Типичные примеры шума
Оглушительный	120 110	1 000 000 000 000 100 000 000 000	200	Реактивный самолет на высоте 150 м Группа поп-музыки Рев мотора на расстоянии 5 м
Очень громкий	100 90	10 000 000 000 1 000 000 000	20	В вагоне поезда метро. Мастерская (цех) Оживленная улица. Небольшая машина на расстоянии 7,5 м
Громкий	80 70	100 000 000 10 000 000	2	Шумное учреждение. Внутри небольшой машины Большой магазин. Радиоприемник — полная громкость
Средний	60 50	1 000 000 100 000	0,2	Нормальный разговор на расстоянии 1 м. Городской дом. Тихое учреждение Сельский дом
Слабый	40 30	10 000 1 000	0,02	Общественная библиотека Тихий разговор Шуршание бумаги. Шепот
Очень слабый	20 10 0	100 10 1	0,002 0,0002	Тихая церковь. Тихая ночь за городом. Шумозащищенная комната Порог слышимости

В табл. 1.1 приведены примеры звуков, их давление в микробарах и громкость звука в децибелах.

Как видно из выражений 1.3 и 1.7, мощность передается звуковой волной, являющейся функцией звукового давления и скорости частиц. При 0 дБ (давление 0,0002 мкбар) мощность составляет 10^{-12} Вт/м^2 по международному соглашению. Таким образом, при 100 дБ средняя мощность на 1 м^2 будет 10^{-2} Вт (10 мВт). При 120 дБ мощность будет 1 Вт/м^2, а при 130 дБ — 10 Вт/м^2. Таким образом, в промежутке от порога слышимости (0 дБ) до 120 дБ диапазон мощности или энергии весьма солидный — 1—10^{12}. Это также отражено в таблице. Интервал давлений составляет 1—10^6.

Все эти рассуждения могут вызвать вопрос, почему для звуковоспроизведения в домашних условиях используются усилители большой мощности. Необходимость в таких больших электрических мощностях будет объяснена ниже.

ДЕЦИБЕЛ И СООТНОШЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЕДИНИЦ

Прежде чем закончить разговор о децибелах, следует сказать, что отношения мощностей, напряжений и токов электрических цепей также выражаются в децибелах.

Для отношения электрических мощностей подходит выражение (1.11), для отношения напряжений — выражение (1.12), но тогда это отношение будет представлять собой U/U_0, где U_0 — начальное напряжение. Выражение (1.12) также можно использовать для отношения токов, но тогда отношение будет I/I_0, где I_0 — начальный ток.

Однако важно, что сопротивление R при токе I или напряжении U будет общим для обеих частей отношения в указанных выражениях. Если R неодинаковое в обеих частях, то следует применять следующие выражения:

$$дБ = 20 \lg\left(\frac{U}{U_0}\right) + 10 \lg\left(\frac{R}{R_0}\right); \tag{1.13}$$

$$дБ = 20 \lg\left(\frac{I}{I_0}\right) + 10 \lg\left(\frac{R}{R_0}\right), \tag{1.14}$$

где R_0 — сопротивление цепи, относящееся к начальному напряжению или току; R — сопротивление цепи, в которой вторая часть отношения может быть измерена.

Когда число децибел известно, то отношения мощностей, токов или напряжений можно найти с помощью следующих выражений:

$$W/W_0 = антилогарифм\ дБ/10; \tag{1.15}$$

$$I/I_0 = \text{антилогарифм дБ}/20; \quad (1.16)$$

$$U/U_0 = \text{антилогарифм дБ}/20, \quad (1.17)$$

где дБ — отношение величин в децибелах.

Таблица 1.2

дБ	Отношение мощностей	Отношение напряжений	дБ	Отношение мощностей	Отношение напряжений
1	1,26	1,12	15	31,1	5,62
2	1,58	1,26	20	100	10
3	2,0	1,41	30	1000	31,6
4	2,51	1,58	40	10^4	10^2
5	3,16	1,78	50	10^5	316
6	3,98	2,0	60	10^6	10^3
7	5,01	2,24	70	10^7	3160
8	6,31	2,51	80	10^8	10^4
9	7,94	2,82	90	10^9	31600
10	10	3,16	100	10^{10}	10^5

Таблица 1.3

Отношение мощностей	дБ	Отношение мощностей	дБ	Отношение мощностей	дБ	Отношение мощностей	дБ
1,0	0,000	3,3	5,185	5,6	7,482	7,9	8,976
1,1	0,414	3,4	5,315	5,7	7,559	8,0	9,031
1,2	0,792	3,5	5,441	5,8	7,634	8,1	9,085
1,3	1,139	3,6	5,563	5,9	7,709	8,2	9,138
1,4	1,461	3,7	5,682	6,0	7,782	8,3	9,191
1,5	1,761	3,8	5,798	6,1	7,835	8,4	9,243
1,6	2,041	3,9	5,911	6,2	7,924	8,5	9,294
1,7	2,304	4,0	6,021	6,3	7,993	8,6	9,345
1,8	2,553	4,1	6,128	6,4	8,062	8,7	9,395
1,9	2,788	4,2	6,232	6,5	8,129	8,8	9,445
2,0	3,010	4,3	6,335	6,6	8,195	8,9	9,494
2,1	3,222	4,4	6,435	6,7	8,261	9,0	9,542
2,2	3,424	4,5	6,532	6,8	8,325	9,1	9,590
2,3	3,617	4,6	6,628	6,9	8,388	9,2	9,638
2,4	3,802	4,7	6,721	7,0	8,451	9,3	9,685
2,5	3,979	4,8	6,812	7,1	8,513	9,4	9,731
2,6	4,150	4,9	6,902	7,2	8,573	9,5	9,777
2,7	4,314	5,0	6,990	7,3	8,633	9,6	9,823
2,8	4,472	5,1	7,076	7,4	8,692	9,7	9,868
2,9	4,624	5,2	7,160	7,5	8,751	9,8	9,912
3,0	4,771	5,3	7,243	7,6	8,808	9,9	9,956
3,1	4,914	5,4	7,324	7,7	8,865	10,0	10,000
3,2	5,051	5,5	7,404	7,8	8,921		

Чтобы исключить сложные вычисления децибел, были составлены таблицы, примеры которых приведены ниже (табл. 1.2 и 1.3). Числа, которые не включены в таблицы, легко получить путем вычислений. Например, когда две величины в децибелах складываются, их отношения умножаются.

Громкость — это воздействие, которое звуковая волна оказывает на слушателя, т. е. это субъективное слуховое восприятие слушателем силы звука. Громкость в основном зависит от звукового давления, воздействующего на барабанную перепонку уха, хотя учитываются и другие факторы, обусловленные сложными свойствами человеческого уха. Единицей уровня громкости является фон. Фон — уровень громкости звука, для которого уровень звукового давления равногромкого с ним звука частотой 1 кГц равен 1 дБ. Уровень громкости рассматриваемого звука в фонах численно равен уровню звукового давления эталонного звукового сигнала частотой 1 кГц, когда оба считаются одинаковыми по громкости.

Человеческое ухо неодинаково чувствительно ко всем частотам. Чувствительность приближается к максимальной на частоте, близкой к 3 кГц, а наибольшая чувствительность из всего звукового диапазона — на частотах 500 Гц — 5 кГц. Кривые на рис. 1.1 показывают изменение чувствительности человеческого уха в диапазоне 20 Гц — 15 кГц для чистого тона при разных уровнях звукового давления. При низких уровнях уменьшение чувствительности на низких частотах больше, чем при более высоких уровнях. Кривые также отражают уменьшение чувствительности на высоких частотах. Увеличение чувствительности на частотах, близких к 3 кГц, приписывается резонансу полости наружного уха.

Приведенные кривые основаны на результатах работ, выполненных в Национальной физической лаборатории Робинсоном и Дадсоном, и положены в основу британского стандарта 3383 : 1961. С возрастом человека чувствительность уха постепенно уменьшается, начиная с частоты 2 кГц. Кривые, показанные на рис. 1.1, относятся к группе людей, средний возраст которых 20 лет. Кривые, полученные Робинсоном и Дадсоном, отличаются от кривых, полученных ранее Флетчером и Мансоном (1933 г.) и Чачером и Кингом (1937 г.). Из рисунка видно, что кривая минимальной слышимости соответствует примерно 4 дБ на частоте 1 кГц, она пересекает линию 0 дБ примерно на частоте 2 кГц. По данным Флетчера и Мансона, кривая, соответствующая 0 фон, находится на уровне 0 дБ на частоте 1 кГц (см., например, «Справочник по аппаратуре Hi—Fi и магнитофонам», с. 45). Порогом слышимости по-прежнему часто считают звуковое давление 0 дБ.

Таким образом, понятие «громкость звука» связано с высотой тона или частотой, так же как с амплитудой или интенсивностью (т. е. со звуковым давлением). Это подтверждает правильность введения так называемой тон-коррекции, функция которой сводится к подъему низких частот, а иногда и высоких частот при уменьшении громкости. Однако редко такую регу-

лировку можно точно сопоставить с кривыми равной громкости. Подъем низких частот, а возможно, и высоких связан с положением регулятора, и точный подъем будет зависеть от уровня звукового сигнала, подводимого к усилителю. Кроме того, приводятся и такие доводы, что подобное «электронное выравнивание» несовместимо с естественностью звучания, а следовательно, с высокой степенью достоверности воспроизведения. Безусловно, любую требуемую коррекцию можно обеспечить на низких и высоких частотах спектра с помощью регу-

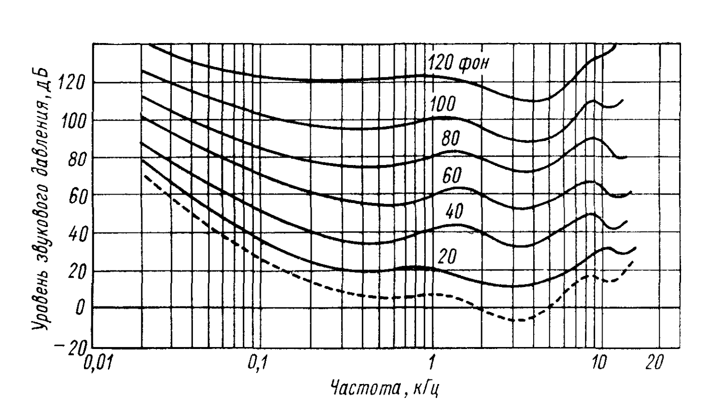


Рис. 1.1. Кривые равной громкости по данным Робинсона и Дадсона
Штриховая кривая — кривая минимальной слышимости

ляторов тембра. Большинство предпочитает пользоваться именно регуляторами тембра, а не регулятором громкости или переключателями фиксированных положений.

ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН

Основной характеристикой музыкальной программы является ее динамический диапазон, т. е. интервал между самыми тихими и самыми громкими звуками. Испытания показали, что большой оркестр может обеспечивать динамический диапазон примерно 70 дБ, что соответствует отношению уровней звукового давления 3162 : 1 или отношению энергий $10^7 : 1$. Динамический диапазон начиная от порога слышимости передается слушателям посредством звукового давления, которое на пиках достигает 0,63 мкбар. В условиях концертного зала, однако, окружающий шум значительно превышает 0 дБ, так что для восприятия слушателями полного динамического диапазона, вероятно, самые слабые звуки должны находиться выше уровня окружающего шума, чтобы устранить его влияние.

Если предположить, что максимальный уровень оркестровой музыки составляет 100 дБ на месте слушающего, а динамический диапазон 70 дБ, тогда самые слабые звуки будут на уровне 30 дБ (100—70 дБ).

УРОВНИ ШУМА И КРИВЫЕ ЗАВИСИМОСТИ

Шумомеры, измеряющие уровень окружающего шума в период музыкальной паузы, могут почти точно показать уровень ниже 30 дБ. Правильность измерений обусловлена тем, что звуки всего измеряемого частотного спектра будут влиять на показания измерительного прибора. Для определения уровня шума на конкретных частотах спектра звук должен быть разделен на дискретные каналы. Например, используя октавные фильтры, можно построить график, показывающий зависимость уровня звукового сигнала от уровня общего шума. Характер полученных кривых, безусловно, отражает частотные составляющие общего шума. Для окружающего шума (весьма близкого к белому шуму) кривые имеют примерно такой же характер.

Две подобные кривые показаны на рис. 1.2 для общих уровней шума 43 и 33 дБ. Если взять кривую порога слышимости, такую, как кривая минимальной слышимости Робинсона и Дадсона (рис. 1.1), и объединить ее с кривой влияния общего шума (рис. 1.2), то будет получена кривая, приведенная на рис. 1.3, соответствующая общему уровню шума около 40 дБ. Эта кривая весьма удобна для исследований динамического диапазона, так как она показывает уровень сигнала чистого тона, необходимого для устранения влияния шума на любой частоте — в данном случае при общем уровне 40 дБ. Иными словами, на любой частоте сигнал чистого тона с уровнем, лежащим ниже кривой, перекрывается шумом.

Таким образом, самые тихие звуки, производимые оркестром, должны иметь достаточный уровень, чтобы быть выше кривой. Пример, приведенный на рис. 1.4, показывает, что весь динамический диапазон (70 дБ) находится на 10 дБ выше порога слышимости.

Те же рассуждения относятся и к звуковоспроизведению, но в этом случае уровень окружающего шума сравнительно ниже и меньше уровня шума, создаваемого самой звуковоспроизводящей аппаратурой.

Общий окружающий шум тихой комнаты прослушивания составляет около 35 дБ (см. табл. 1.1), но когда усилитель включен и регулятор громкости установлен в положение воспроизведения со средней громкостью, то фон и шипение (хотя и очень слабое) способствуют увеличению общего уровня шума. Кроме того, увеличению общего уровня шума способствует

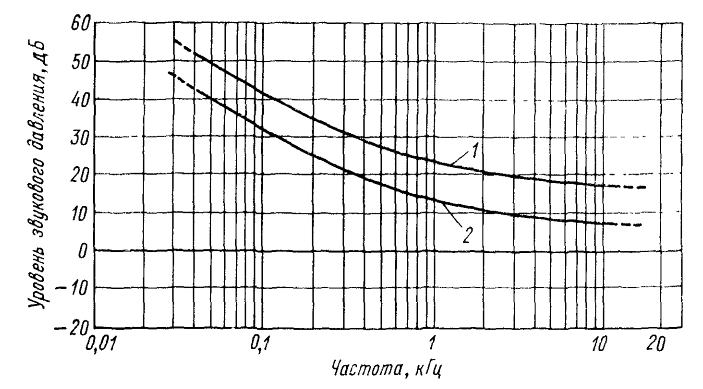


Рис. 1.2. Кривые, показывающие частотную зависимость уровня звукового сигнала при уровнях общего шума 43 и 33 дБ

1 — общий уровень шума 43 дБ; *2* — 33 дБ

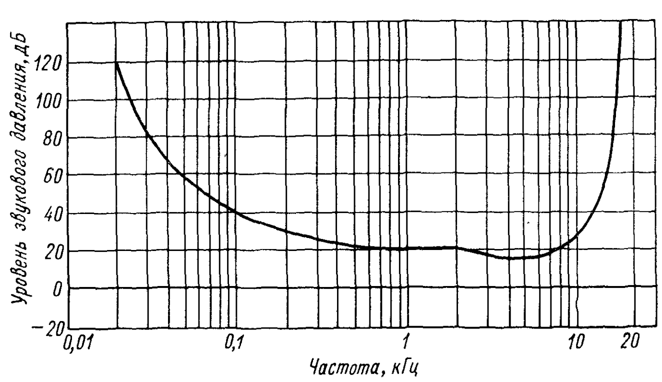


Рис. 1.3. Характеристика порога слышимости при общем шуме около 40 дБ

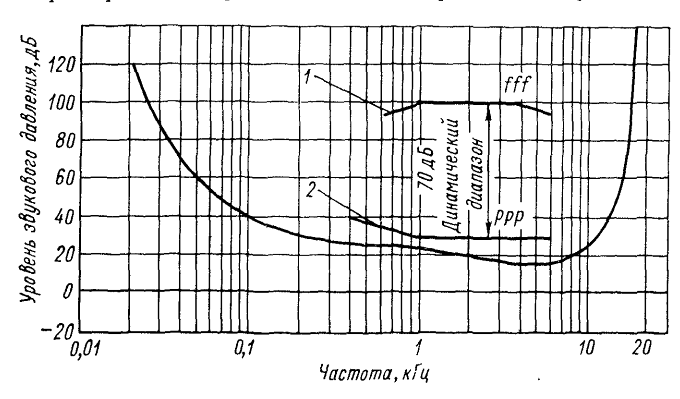


Рис. 1.4. Характеристика порога слышимости при общем шуме аудитории около 42 дБ, показывающая, что при прослушивании полный динамический диапазон оркестра 70 дБ является достаточным даже при максимальном значении порога слышимости 100 дБ

1 — оркестр 100 дБ; *2* — оркестр 30 дБ; *fff* — фортиссимо; *ppp* — пианиссимо

шум, обусловленный скольжением иглы по канавке грампластинки, а иногда и шум, производимый ЭПУ.

Таким образом, просто включенная аппаратура, но не воспроизводящая речь или музыку, может увеличить уровень окружающего шума помещения от номинального значения 35 дБ, например, до 42 дБ. Увеличение уровня шума помещения от 35 до 42 дБ при включении звуковоспроизводящей аппаратуры не значит, что шум, производимый (вносимый) аппаратурой, составляет 7 дБ (42—35 дБ). Уровни звукового давления в децибелах нельзя складывать или вычитать арифметически.

Для решения подобных задач можно использовать следующую формулу:

$$Y = \left[10 \lg \left(1 + \lg^{-1} \frac{X}{10}\right)\right] - X, \tag{1.18}$$

где X — разница в децибелах между обоими уровнями; Y — число децибел, которое нужно прибавить к большей из двух величин (в децибелах), чтобы получить общий уровень шума.

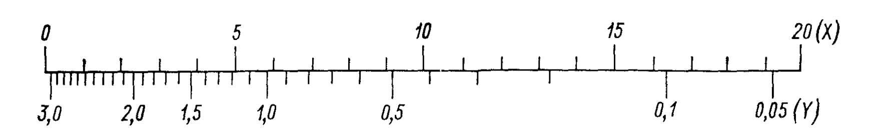


Рис. 1.5. Номограмма для комбинированных уровней шума в децибелах (см. текст)

Шкала (X) — разница между добавляемыми уровнями; шкала (Y) — скорректированная величина, добавляемая к верхнему уровню

Именно на основе этой формулы получена шкала, показанная на рис. 1.5, позволяющая существенно упростить расчеты. Этой шкалой нужно пользоваться следующим образом. Вычтем второй по значению уровень звукового давления (в децибелах) из максимального уровня и отложим эту величину на шкале X. В соответствующей точке на шкале Y дана поправка в децибелах, которую следует прибавить к самой большой из двух рассматриваемых величин, чтобы получить общий уровень звукового давления.

В качестве примера возьмем уровни 35 и 41 дБ. Разницу между ними, составляющую 6 дБ, находим на шкале X. Под этой цифрой на шкале Y дана поправка приблизительно 1 дБ. Эту величину прибавляем к 41 дБ (наибольшая из двух величин) и получаем число, близкое к 42 дБ, что и составляет общее звуковое давление. Этот пример соответствует уровням шума, которые рассматривались выше, и показывает, что аппаратура производит собственный шум около 41 дБ, так как

шум помещения 35 дБ и шум аппаратуры 41 дБ дают общий шум, близкий к 42 дБ. При этом предполагается, что общий шум аппаратуры носит случайный характер, и это вполне справедливо при условии, что механический шум и фон усилителя имеют незначительные уровни, что вообще характерно для высококачественной звуковоспроизводящей аппаратуры.

Приведенная на рис. 1.5 номограмма может быть использована для других подобных целей, например в электрических схемах. По ней можно определить сумму более чем двух уровней. Два самых больших уровня складываются, как было объяснено, а другие уровни складываются аналогичным образом последовательно. Когда разница уровней больше 10—15 дБ, то величина, которую необходимо прибавить, очень незначительна и ею обычно пренебрегают.

ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН ВОСПРОИЗВОДИМЫХ СИГНАЛОВ

С точки зрения звуковоспроизведения нас интересует только общий шум в помещении. Таким образом, как в приведенном примере, можно построить кривую слышимости на основе общего уровня шума 42 дБ и использовать ее для оценки воспроизводимого динамического диапазона.

Хотя большой оркестр может иметь максимальный динамический диапазон около 70 дБ, при современном уровне техники он вполне может быть воспроизведен. Усилитель может обеспечивать громкость такого порядка, иногда даже и выше. Однако для того чтобы записывающий или модулирующий сигналы были управляемы при шуме, превышающем по уровню шум, производимый системой в целом, инженерам по звукозаписи и трансляции приходится в некоторой степени ограничивать максимальные уровни записываемого сигнала. Это необходимо во избежание перегрузки и соответствующего повреждения канавки резцом или перемодуляции.

Эффективный «порог шума» записываемого сигнала часто бывает ниже общего уровня шума в комнате прослушивания. Таким образом, нижний предел воспроизводимого динамического диапазона, по существу, определяется общим уровнем шума помещения. Когда установлен нижний предел, то возможно рассчитать наименьшую мощность усилителя и акустических систем, необходимую для обеспечения максимального динамического диапазона воспроизводимых сигналов.

В настоящее время этот диапазон составляет 60 дБ, что соответствует интервалу мощности $1—10^6$ или звукового давления $1—10^3$.

На рис. 1.6, *а* показана кривая слышимости, соответствующая общему уровню шума в помещении примерно 42 дБ (т. е.

окружающий шум помещения 35 дБ и шум аппаратуры 41 дБ). Выше этой кривой заштрихованный участок соответствует приближенно частотному диапазону записанного концерта с динамическим диапазоном 60 дБ. Таким образом, при условии, если усилитель в сочетании с акустической системой может воспро-

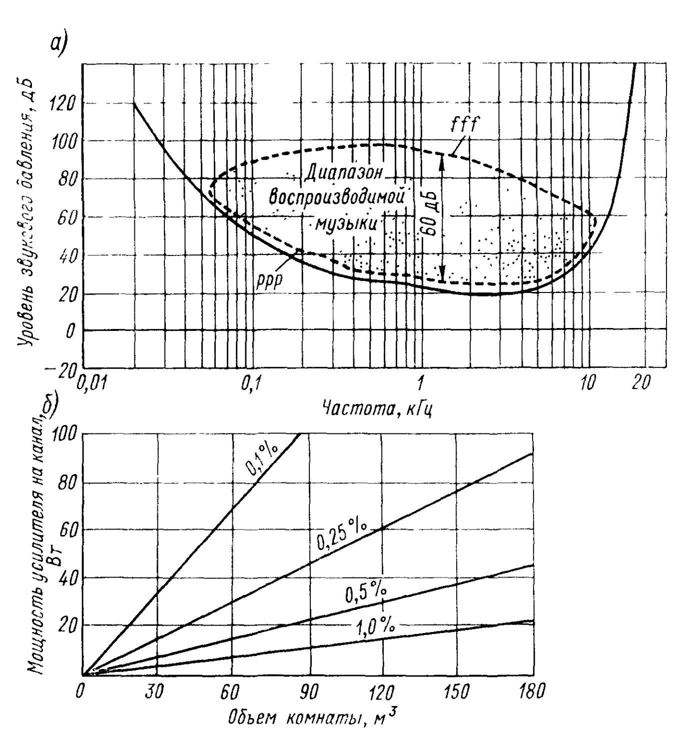


Рис. 1.6. *а* — кривая слышимости, полученная на основе следующих данных: шум помещения 35 дБ, аппаратуры — 41 дБ

Уровень шума ниже кривой становится незаметным при воспроизведении музыкальной программы выше динамического диапазона 60 дБ в пределах средних квадратических значений максимальных уровней (*fff*) около 96 дБ

б — зависимость мощности стереофонического усилителя на канал от объема помещения, необходимого для обеспечения интенсивности звука реверберационного поля 96 дБ, для разных по мощности акустических систем при усредненном времени реверберации (см. текст)

Для интенсивности звука реверберационного поля 100 дБ требуемая мощность увеличится в 2,5 раза

изводить максимальный уровень сигнала (среднее квадратическое значение) около 96 дБ, то все 60 дБ доступного динамического диапазона можно воспроизвести без искажения при перегрузке, с одной стороны, и без потерь, обусловленных шумом,— с другой.

Помещение с общим уровнем шума ниже, чем было указано, позволит полностью воспроизвести указанный диапазон

при среднем квадратическом значении максимального уровня сигнала ниже 96 дБ. Больший же общий уровень шума потребует среднего квадратического значения максимального уровня сигнала, близкого к 96 дБ, для всего динамического диапазона.

Так как работающая звуковоспроизводящая система сама создает значительную часть общего шума помещения, то небольшие различия в уровне окружающего шума не внесут существенной разницы в значение общего шума. Например, если предположить, что шум системы около 41 дБ, то при шуме помещения 40 дБ (на 5 дБ больше, чем в предыдущем примере) общий уровень шума увеличится лишь на 1,5 дБ, т. е. до 43,5 дБ, так что кривая порога слышимости будет лишь незначительно отличаться от кривой, показанной на рис. 1.6, *а*.

Какая же мощность необходима для воспроизведения среднего квадратического значения максимального уровня сигнала 96 дБ без перегрузки и искажения? Ответить на этот вопрос довольно сложно, поскольку это зависит от ряда зависимостей. Реальная средняя акустическая мощность на единицу площади ничтожно мала, как уже было показано. При уровне звукового давления 100 дБ, например, она составляет 10 мВт/м^2. Уровень звукового давления 96 дБ на 4 дБ ниже, что соответствует отношению мощностей немного более чем 2,5 : 1. Таким образом, на этом уровне мощность составляет около 4 мВт/м^2. Это, к сожалению, не показывает значение акустической мощности, которая требуется от громкоговорителей (в помещении). Ясно, что особенности помещения должны учитываться в уравнении, но, прежде чем перейти к этому вопросу, рассмотрим звучащую акустическую систему в условиях свободного поля. Под условиями свободного поля подразумевается пространство на открытом воздухе или в заглушенной камере. Слово «заглушенная» означает «без реверберации».

РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЗВУКА В СВОБОДНОМ ПОЛЕ

В условиях свободного поля звук излучается источником во всех направлениях как распространяющаяся сфера (в данном случае исключаются лучевые эффекты, обусловленные направленностью громкоговорителя, что справедливо для самых низких частот). Именно это обстоятельство обусловливает зависимость, показывающую, что давление уменьшается обратно пропорционально расстоянию от источника звука. Иными словами, уровень звука уменьшается на 6 дБ всякий раз, когда расстояние удваивается, или увеличивается на 6 дБ, когда расстояние уменьшается наполовину.

Таким образом, если измерения дают значение 96 дБ на расстоянии 1 м от источника звука, то уровень звука на расстоянии 2 м от источника будет 96 дБ — 6 дБ, т. е. 90 дБ. Давление при 96 дБ составляет 12 мкбар, так что на расстоянии

2 м оно будет 6 мкбар (имеется в виду звуковое давление).

Несколько иначе обстоит дело с мощностью. На расстоянии 1 м от источника (где уровень звука 96 дБ) она будет 4 мВт/м^2, как уже говорилось. На расстоянии 2 м (уровень звука на 6 дБ ниже) мощность уменьшается не наполовину, как давление, а в 4 раза, т. е. составляет 1 мВт/м^2. Именно это обусловливает квадратичный закон обратного расстояния: мощность уменьшается обратно пропорционально квадрату расстояния от источника звука.

МОЩНОСТЬ, ИЗЛУЧАЕМАЯ ИСТОЧНИКОМ ЗВУКА

Если представить себе сферическое свободное пространство с ненаправленным источником звука, излучающим звук из центра, и если знать значение мощности на единицу площади радиусом $r=1$ м, то можно определить звуковую (акустическую) мощность, действительно излучаемую источником.

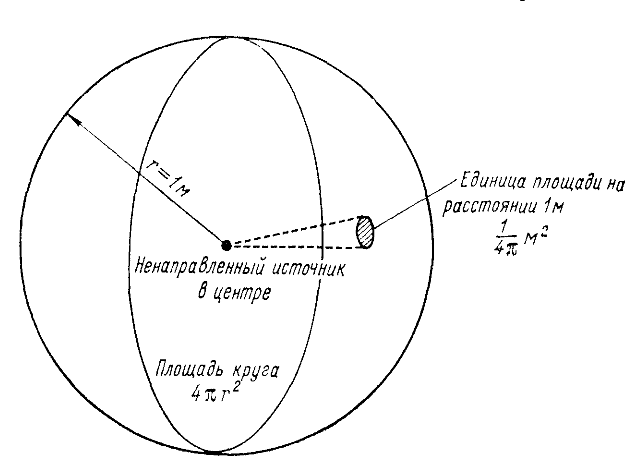


Рис. 1.7. Модель, иллюстрирующая мощность на единицу площади

Площадь круга равна 4 πr^2, так что при $r=1$ м единица площади будет $1/(4\pi)$ м^2 (рис. 1.7). Таким образом, мощность, излучаемую источником звука, можно вычислить по формуле

$$W_s = 4\pi W_a d^2, \tag{1.19}$$

где W_s — акустическая мощность, излучаемая источником, Вт; W_a — средняя мощность, Вт/м^2; d — расстояние от источника, м.

Взяв значение интенсивности 96 дБ на расстоянии 1 м от источника, что соответствует мощности на единицу площади 4×10^{-3} Вт/м^2, получим результат, очень близкий к 0,05 Вт

(50 мВт) для величины W_a. При расстоянии 2 м от источника величина W_a должна быть близка к 0,2 Вт (200 мВт) для той же интенсивности (96 дБ).

Есть и другое выражение для мощности, излучаемой источником звука в сферическом свободном пространстве:

$$P = \frac{4\pi d^2 p^2}{Z}, \qquad (1.20)$$

где p — излучаемая звуковая мощность, эрг/с или 10^{-7} Вт; d — расстояние от источника звука, см; Z — удельное сопротивление излучения [см. выражение (1.4)].

Произведя округление и аппроксимацию, можно несколько упростить выражение:

$$W_s \approx 0{,}000333 p^2 d^2, \qquad (1.21)$$

где W_s — излучаемая источником акустическая мощность, Вт; p — звуковое давление, мкбар; d — расстояние от источника, м.

Таким образом, на расстоянии 1 м от источника при звуковом давлении 12 мкбар (уровень звука 96 дБ, как и в предыдущем примере) излучаемая мощность будет приближенно равна 48 мВт — не слишком большое расхождение со значением, полученным решением первого выражения!

Разница может быть следствием выбора значений ρ и c в выражении для коэффициента Z.

Давление, создающееся в результате излучения определенной акустической мощности на определенном расстоянии от источника звука, можно определить с помощью простого вычисления:

$$p \approx \frac{\sqrt{W_s}}{0{,}0182 d}, \qquad (1.22)$$

где обозначения те же, что и в предыдущем выражении (1.21).

ЭФФЕКТИВНОСТЬ АКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Как было показано, в условиях реального свободного поля при ненаправленном источнике звука для интенсивности звука 96 дБ на расстоянии 1 м от источника требуется акустическая мощность (излучаемая источником) примерно 50 мВт. Эффективность акустической системы (в процентах) можно узнать из уравнения

$$\text{Эфф.} = \frac{W_s}{W_e} 100, \qquad (1.23)$$

где W_s — акустическая мощность в ваттах, излучаемая акустической системой; W_e — электрическая мощность в ваттах, подаваемая на акустическую систему.

Например, если для обеспечения выходной мощности акустической системы 50 мВт требуется электрическая мощность на входе 5 Вт, то эффективность, очевидно, будет составлять 1%.

Эффективность акустической системы необходимо знать, чтобы определить мощность усилителя для воспроизведения полного динамического диапазона без искажений в помещении с определенными акустическими параметрами.

СТАНДАРТ DIN 45—500 НА АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

К сожалению, немногие изготовители акустических систем указывают их эффективность. Некоторые принимают требования стандарта DIN (DIN 45—500), который предусматривает минимальный уровень звукового среднего давления 12 мкбар в диапазоне частот 100 Гц — 4 кГц, когда измерения проводятся на расстоянии от источника 1 м в условиях свободного поля полусферы. Электрическая входная мощность, обеспечивающая такой уровень на выходе, называется рабочей мощностью. Стандарт требует от изготовителя указывать ее.

Для измерения используется специально отфильтрованный сигнал шума. Мощность помех акустической системы определяется или сравнением с мощностью помех резистора с номиналом, равным номинальному сопротивлению акустической системы ($U^2_{\text{ном}}/R$), или с помощью чувствительных амперметра и вольтметра ($U_{\text{ном}}I_{\text{ном}}$) со средней квадратической зависимостью.

Хотя измерения проводятся в свободном пространстве (т. е. на открытом воздухе или в заглушенной камере), контур излучения определяется в виде полусферы перед акустической системой. При таком условии акустическая мощность, необходимая для обеспечения данной интенсивности звука на данном расстоянии от источника, будет меньше, чем при условии сферы. Например, вместо величины 4π в выражениях (1.19) и (1.20) будет 2π. Таким образом, акустическая система рассматривается как точечный источник в бесконечном экране.

Для более низких ненаправленных частот акустическая мощность, необходимая для получения интенсивности звука 96 дБ (12 мкбар) на расстоянии 1 м, будет примерно 24—25 мВт.

С увеличением частоты появляются эффекты концентрации лучей и направленности, но погрешность будет немногим более 1 дБ относительно частоты 500 Гц для системы с диффузором диаметром 25 см.

Измерения по методу стандарта DIN показывают эффективность, приближающуюся к 1%, лишь для небольшого числа громкоговорителей с акустическим подвесом (иногда

называемым «бесконечным экраном»). Некоторые модели, измеренные автором, имели эффективность менее 0,5%. Эффективность небольших систем меняется в зависимости от диапазона частот. Рупорные громкоговорители имеют наибольшую эффективность до 30—40% во всем диапазоне частот.

Теперь можно перейти к вопросу, почему для обеспечения высокого качества звучания в комнате прослушивания требуются усилители большой мощности. До этого рассматривалась работа акустической системы в условиях свободного поля, теперь же рассмотрим работу системы в комнате прослушивания.

МОЩНОСТЬ, ТРЕБУЕМАЯ В ПОМЕЩЕНИИ

Когда громкоговоритель работает в помещении, то прямое излучение дополняется звуком, отраженным от разных поверхностей помещения. Таким образом, при одинаковой мощности на входе слушатель обычно отмечает бóльшую громкость в помещении, чем на открытом воздухе, при прослушивании одного и того же громкоговорителя.

Интенсивность звука при прямом излучении уменьшается в зависимости от расстояния и зависит от «концентрации лучей» громкоговорителя, но за пределами некоторого определенного расстояния от источника значительная часть звука, воспринимаемого слушающим, поступает из так называемого реверберационного поля. Когда интенсивность отраженного звука равна интенсивности прямого звука, то к прямому излучению добавляются 3 дБ (см. номограмму на рис. 1.5). Однако обычно звуковоспроизведение в домашних условиях слушают на отдаленном расстоянии, значит, в реверберационном поле.

Таким образом, помещение имеет тенденцию усиливать звук, но это зависит от объема помещения, его отражающих характеристик и общего звукопоглощения. Большие предметы мягкой мебели и толстые ковры обладают хорошим звукопоглощением, в то время как жесткие стены, потолок и пол являются хорошими отражателями звука. На открытом воздухе вдали от отражающих поверхностей и предметов происходит максимальное поглощение звука. В помещении даже с большим количеством мебели, очевидно, звукопоглощение меньше, поскольку в комнате всегда есть отражающие поверхности, если она специально не рассчитана как заглушенная.

Различные части комнаты будут иметь разные коэффициенты поглощения в зависимости от материала, из которого они изготовлены, а значение коэффициента, отнесенного к единице для 100%-ного поглощения, зависит в некоторой степени от частоты звука. Вообще звукопоглощение более сильное на высоких частотах. Коэффициент 0,5, например, обозначает, что половина звуковой энергии поглощена, а половина — отражена.

Толстая диванная подушка имеет такой же по значению коэффициент поглощения.

Единица звукопоглощения сэбин (выведенная до принятия системы единиц СИ, но здесь видоизмененная) соответствует 0,0929 м^2 поверхности со 100%-ным звукопоглощением. Таким образом, ковер площадью 9,29 м^2 с коэффициентом поглощения материала 0,1 будет иметь звукопоглощение $9{,}29/0{,}0929 \cdot 0{,}1 = 10$ сэбин.

Эти вопросы весьма важны при расчете звукоизоляции помещения, но они выходят за пределы темы данной книги.

ВРЕМЯ РЕВЕРБЕРАЦИИ

При включении звуковоспроизводящей аппаратуры в помещении звук не сразу приобретает максимальную интенсивность, так же как при отключении он не затухает немедленно до 0. Это происходит из-за многочисленных отражений звука от разных поверхностей. Время, которое проходит от момента прекращения излучения звука до момента, когда звук достигает одной миллионной части его первоначальной энергии (т. е. когда он снизился примерно до 60 дБ), называется временем реверберации.

При воспроизведении музыки время реверберации не должно быть слишком большим, так как в этом случае «четкость» будет нарушена тем, что новый компонент звука начнется до того, как достаточно затихнут предшествующие. Опыт показывает, что удовлетворительным является время, незначительно превосходящее 0,4 с. Время реверберации концертного зала может быть несколько больше, но это не имеет значения с точки зрения звуковоспроизведения, так как эта информация содержится в сигнале. Безусловно, цель высококачественного звуковоспроизведения состоит в том, чтобы воспроизвести без искажений полностью первоначальный сигнал, включая и реверберацию, которая не должна чрезмерно видоизменяться под влиянием комнаты прослушивания.

Время реверберации увеличивается с увеличением объема комнаты и уменьшается с увеличением звукопоглощения, т. е.

$$T = \frac{V}{0{,}567S}, \tag{1.24}$$

где T — время реверберации, с; V — объем комнаты, м^3; S — общее звукопоглощение, сэбин.

Ранее было показано, что S представляет собой произведение площади поверхности на коэффициент звукопоглощения, так что, вычислив площади всех предметов в комнате и сложив их, можно получить общую площадь поверхности комнаты. Например, комната с общей площадью поверхности 111,45 м^2,

включая стены, потолок, пол (возможно покрытый ковром), мебель и т. д., при коэффициенте звукопоглощения 0,2 (обозначающем, что 20% звука поглощается, а 80% — отражается) будет иметь общее звукопоглощение почти 240 сэбин (111,45/0,0929·0,2). Таким образом, с помощью выражения (1.24) можно установить, что комната объемом 56,63 м³ при таком значении общего звукопоглощения будет иметь время реверберации, близкое к 0,41 с.

Таким образом, время реверберации и объем комнаты присутствуют в выражениях, связанных с требуемой акустической мощностью помещений. Частота также входит в эти выражения, так что «усиление комнаты» изменяется в зависимости от частоты. Действительно, на некоторых частотах «усиление» может составлять 0 дБ, на других — 0 или даже отрицательную величину. Из-за многих переменных величин требуемую мощность можно получить лишь приближенно.

Ранее были получены упрощенные и аппроксимированные выражения, однако соответствие между ними иногда отсутствует. Два выражения, выведенные автором, могут найти практическое применение. Для средних квадратических значений максимальных уровней 96 дБ (рис. 1.6, *а*) мощность может быть приблизительно определена из выражения

$$W_s \approx \frac{V}{620}, \tag{1.25}$$

где W_s — излучаемая акустическая мощность (средние квадратические значения максимальных уровней), Вт; V — объем комнаты, м³.

Для средних квадратических значений максимальных уровней 100 дБ формула приобретает вид

$$W_s \approx \frac{V}{248}, \tag{1.26}$$

где обозначения те же, что и в предыдущей формуле. В обоих случаях время реверберации составляет 0,3—0,4 с. Поскольку значение коэффициента поглощения зависит в некоторой степени от частоты звука, то, следовательно, и время реверберации также зависит от частоты.

Выражение (1.25) показывает, что в комнате объемом 62 м³ акустическая мощность около 100 мВт потребуется для условий, отраженных на рис. 1.6, *а*. Таким образом, если эффективность акустической системы 1%, то для устранения ограничения средних квадратических значений максимальных уровней потребуется усилитель мощностью, по крайней мере, 10 Вт.

В случае использования стереофонической системы с двумя работающими каналами изменяется требование к мощности. Если оба канала пропускают один и тот же сигнал при одинаковой мощности, то каждый канал может работать только при

5 Вт, чтобы обеспечить 100 мВт и, следовательно, интенсивность 96 дБ при средних квадратических значениях максимальных уровней. Однако поскольку информация и мощность в обоих каналах несколько различны, то требуется, чтобы мощность каждого канала была примерно на 50% больше половины общей требуемой мощности. Таким образом, потребуется усилитель мощностью не менее 7,5 Вт на канал (см. рис. 1.6, *б*).

На практике не всегда правильно подходят к выбору предела ограничения мощности усилителя и используют усилитель мощностью 10—15 Вт на канал. Однако если необходимо воспроизвести средние квадратические значения максимальных уровней 100 дБ в комнате с подобными акустическими параметрами, то усилитель должен иметь мощность в 2,5 раза больше и акустические системы соответственно должны воспроизводить эту мощность.

Кроме того, акустические системы меньшей эффективности могут потребовать еще большего увеличения мощности усилителя.

Таким образом, хотя акустические мощности очень малы, для их воспроизведения требуются усилители довольно большой мощности.

Когда проводятся измерения средних квадратических значений максимальных уровней с помощью измерителя звукового уровня, то следует принять во внимание особенность прибора недостаточно быстро указывать истинное значение. Испытания, проведенные автором, показали максимальный динамический диапазон при воспроизведении музыки на 10 дБ больше показанного измерителем уровня. При этом короткие пиковые мгновенные значения сигнала с узкой полосой иногда были даже больше. Это значит, что если измеритель уровня показывает 80 дБ при усредненном значении максимального уровня, то на самом деле при воспроизведении имеются средние квадратические значения максимальных уровней сигнала 90 дБ, и возможно, больше.

Хотя основной средой для передачи звуковых волн является воздух, другие материалы также могут служить для этого. Например, при легком постукивании или царапании на одном конце длинного стола шум будет слышим, если приложить ухо к другому концу стола. Это доказывает, что звуковые волны прошли через материал, из которого изготовлен стол. Однако скорость распространения звуковых волн в различных средах отличается от скорости распространения их в воздухе. Значительно большая скорость распространения звука в жидкостях. Для нормальной воды она составляет около 1420 м/с, а для дистиллированной — около 1485 м/с в зависимости от температуры.

БИЕНИЯ И РЕЗОНАНС

Если догонять в автомобиле тяжелый грузовик, то часто можно слышать звук, напоминающий бой барабана или биения, которые изменяются по частоте, когда прибавляют скорость для обгона. Когда с таким явлением встречаешься впервые, то можно ошибочно подумать, что что-то не в порядке с задней осью автомобиля. Вероятно, биения возникают от взаимодействия звуков, издаваемых обеими машинами, причем частота биений равна разности частот обоих звуков.

Такие биения возникают также в электрических схемах вследствие нелинейности, а побочные тоны в усилителе, например, называются интермодуляционными искажениями. Эти искажения проявляются в скрипучести или «резкости» воспроизведения.

Резонанс очень часто возникает в низкочастотной аппаратуре. Если низкочастотный генератор подключить ко входу усилителя, возбуждающего акустические системы, и медленно настраивать его во всем спектре низких частот, то окажется, что на разных частотах различные предметы в комнате начнут сильно вибрировать в полном соответствии со звуком. Когда частота звука соответствует собственной частоте предмета, последний вибрирует. Это называется резонансом.

Частота резонанса механических предметов есть функция их массы и податливости (податливость — величина, обратная жесткости) и математически выражается как

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{MC}}, \tag{1.27}$$

где f_0 — частота резонанса; M — масса; C — податливость.

ЗАМЕЧАНИЯ, ОТНОСЯЩИЕСЯ К ЕДИНИЦАМ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Хотя единицы системы СИ (Международная система единиц) уже встречались в этой главе, все же в некоторых областях электромеханики, особенно относящихся к звукоснимателям проигрывателей, ничтожно малые величины иногда удобнее выражать в единицах системы СГС. Кроме того, во время написания этой книги многие изготовители настаивали на выражении параметров своей продукции в единицах СГС. Таким образом, последние сохранились в этой книге в соответствующих случаях (иногда с эквивалентами в системе СИ в круглых скобках).

Безусловно, эквиваленты единиц в системе СИ должны быть известны. В этой и нескольких последующих главах рассматриваются такие величины, как время, длина, сила, масса и подат-

ливость, которые в системе СГС выражаются в секундах (с), сантиметрах (см), динах (дин), граммах (г) и сантиметрах на дину (см/дин). В системе СИ время выражается также в секундах, длина — в метрах (м), сила — в ньютонах (Н) (1 Н = $= 10^5$ дин), масса — в килограммах (кг) и податливость — в метрах на ньютон. К другим единицам системы СИ относятся: паскаль (Па) для выражения давления, равный 1 Н/м^2; джоуль (Дж) для выражения энергии, равный 10^7 эрг; вебер (Вб) для выражения магнитного потока; тесла (Тл) для выражения магнитной индукции, равная 1 Вб/м^2.

Возвращаясь к выражению (1.27), видим, что типичный НЧ-резонанс обусловлен эффективной массой тонарма и податливостью сочетающейся с ним головки. Например, эффективная масса 10 г (10×10^{-3} кг) и податливость головки 20×10^{-6} см/дин (20×10^{-3} м/Н) вызывают резонанс примерно на частоте 11,25 Гц. Если масса тонарма большая и головка имеет большую податливость, то получающийся резонанс на весьма низкой частоте может повлиять на следование иглы по канавке и на качество воспроизведения.

Громкоговоритель, корпуса акустических систем, как и системы в целом, также подвержены резонансу.

Мощность резонанса можно проиллюстрировать традиционным примером, когда дается команда «сбить шаг» группе солдат, переходящих через непрочный мост. Если обычный ритмичный шаг группы совпадает с собственным резонансом моста, то возникают колебания большой амплитуды, которые могут разрушить мост.

Воздух также может резонировать в замкнутом объеме (будь то комната или корпус акустической системы). На этом принципе основано действие духовых инструментов. Хорошо известным воздушным резонатором является резонатор Гельмгольца, который был разработан около сотни лет назад для анализа гармоник. Этот резонатор состоит из сферической латунной раковины, суживающейся на одном конце для уха и раскрывающейся в рупор на другом конце для воздуха.

Устройство такого типа резонирует на частоте, на которую оно настроено; и когда звуковые волны достигают устройства, оно выбирает и эффективно усиливает только ту составляющую, на которую настроено. Частота резонанса есть функция объема воздуха и площади рупора.

Действие фазоинвертора акустической системы основано на таком же принципе.

Значительное механическое демпфирование, обусловленное конструкцией и жесткостью предмета, существенно уменьшает интенсивность резонанса. Корпуса акустических систем обычно рассчитываются так, чтобы уменьшить до минимума собственный резонанс. Иногда применяется также демпфирование тонармов.

В электрических схемах также возникает резонанс, но здесь составные элементы — конденсатор с емкостью C и катушка с индуктивностью L — имеют сопротивление, эквивалентное демпфированию. Выражение для этого случая такое же, как (1.27), где M и C заменяются индуктивностью и емкостью, являющимися электрическими аналогами; L выражается в генри, а C — в фарадах.

«Усиление» звука может быть также результатом принудительной вибрации. Например, камертон, прижатый сверху к деревянному столу, будет звучать громче, чем в свободном пространстве. Это объясняется тем, что такая вибрация связана с большим количеством воздуха и, по существу, может быть не связана с резонансом.

РЕЗОНАНСЫ ПОМЕЩЕНИЯ

Воздух, заключенный в помещении, ограниченном полом, стенами, потолком, резонирует, причем частота резонанса зависит от размеров. В основном эффект состоит в том, что звуковые волны движутся назад и вперед много раз, прежде чем затухают до значения, не вызывающего воздействие на слушателя (см. раздел «Время реверберации»). На некоторых частотах отражения звука совпадают по фазе. Это случается тогда, когда расстояние между отражающими поверхностями представляет собой число, кратное половине длины звуковой волны. Тогда получается резонанс стоячей волны, так что слушатель, передвигающийся в звуковом поле, будет ощущать узлы и пучности попеременно по линии падения волны. Таким образом, интенсивность звука изменяется с изменением давления. Это наблюдается тогда, когда в помещении воспроизводится непрерывный сигнал.

Такие резонансы часто называются собственными тонами, причем главные из них возникают на тех частотах, на которых расстояние между границами помещения соответствует половине длины волны. Потолок на высоте 2,44 м будет создавать главный собственный тон около 70 Гц относительно пола, но из-за сильного демпфирования благодаря штукатурке и коврам этот резонанс часто значительно ослабляется.

Твердые стены, незначительно поглощающие звуковую энергию, обычно оказывают большее влияние на резонанс. Твердые стены, разнесенные на 6 м, вызовут сильный собственный тон — около 30 Гц. Большая проблема возникает тогда, когда комната имеет форму куба относительно небольших размеров. Как уже упоминалось, кроме основных собственных тонов, на частотах гармоник существуют и другие, тогда число стоячих волн в помещении будет больше. В маленьких комнатах собственные тоны более низких частот расположены довольно близко друг

к другу, что вызывает неестественное увеличение громкости при воспроизведении музыки в диапазоне средних и низких частот. Размер помещения по диагонали также может влиять на распределение собственных тонов. Оптимальные размеры комнаты приводятся в различных литературных источниках. Например, при высоте, принятой за единицу, для маленькой комнаты предполагаются оптимальными длина 1,6, ширина 1,25; для большой — длина 2,5, ширина 1,6.

В комнатах собственные тоны, нарушающие естественное воспроизведение, можно смягчить применением пустотелых кирпичей, драпировок или обойного материала. Эти приспособления поглощают звуки повышенных частот, так что меньшее их число отражается и создает собственные тоны.

Звуковые волны также подвергаются дифракции, аналогичной радио- и оптической дифракции электромагнитных волн. Например, если звуковая волна приближается к препятствию размером, близким к ее длине, то волна не будет полностью отражаться в обратном направлении, а вместо этого будет повторно излучаться во всех направлениях. Это вызовет взаимодействие с начальной звуковой волной — дифракцию, обусловленную изменением давления.

ДЕЙСТВИЕ ВЕТРА НА ЗВУКОВЫЕ ВОЛНЫ

Ветер также влияет на распространение волн, как показано на рис. 1.8. Эффект состоит в том, что скорость среды, в которой распространяется звук, накладывается на скорость звука.

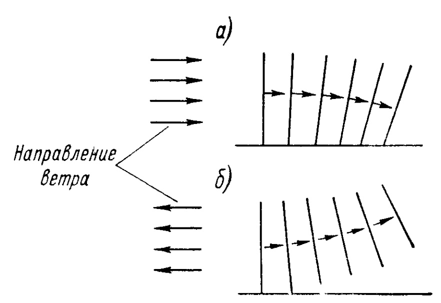


Рис. 1.8. Зависимость звуковых волн от ветра, направленного: *а* — в сторону распространения этих волн; *б* — в противоположную сторону

Дифракция, вызываемая температурным изменением воздуха, создает подобный эффект

Звуковые волны наклоняются вниз, когда ветер дует в направлении звука, и в обратную сторону, когда ветер дует против направления звука.

Строго этот эффект не является эффектом преломления, хотя результат — подобный. Преломление, однако, происходит

тогда, когда волна переходит из одной среды в другую (как свет), при этом направление ее распространения изменяется. Жарким летним днем, например, звуковые волны могут отклоняться вверх, так как температура воздуха в нижних слоях будет выше, чем в верхних. Обратное явление происходит тогда, когда нижние слои воздуха имеют более низкую температуру, чем верхние.

ГАРМОНИКИ

Вибрирующие тела часто производят простое гармоническое движение и, следовательно, звук чистого тона. Когда вибрация выражается сочетанием разных движений, то появляются так называемые обертоны, которые могут гармонически сочетаться по частоте с основным тоном. Синусоидальная волна (рис. 1.9) производит простое гармоническое движение, такое, как производит камертон, вибрирующий на резонаторе, что чрезвычайно повышает частоту основного тона по отношению к обертонам. При этом достигается частота, которая в 6,27 и 17,5 раза больше частоты основного тона, характерной для колеблющихся металлических стержней, закрепленных на одном конце.

Обертоны, или гармоники, обусловливают разницу в качестве звуков, производимых разными инструментами оркестра. Человеческий голос также богат гармониками, и поскольку они разные у людей, то человека можно узнать по голосу.

Высококачественные низкочастотные усилители должны быть чувствительны ко всем гармоникам высшего порядка и сами не должны создавать гармоник со значительными амплитудами, которые не присутствуют в исходном звуковом сигнале.

На рис. 1.10, *а* показаны две синусоидальные волны, причем частота одной в два раза больше частоты другой. Более высокая частота есть вторая гармоника более низкой частоты. На рис. 1.10, *б* представлена графическая сумма обеих частот, полученная сложением их ординат. Такая форма волны, созданная усилителем, к которому приложен чистый синусоидальный сигнал, будет означать, что усилитель имеет сильные искажения, обусловленные второй гармоникой.

Дополнительные гармоники высшего порядка изменяют форму колебания. Например, в результате появления дополнительных нечетных гармоник получается прямоугольная форма колебаний, а при дополнительных нечетных и четных гармониках — пилообразная. Однако конечная форма колебаний зависит также от относительных фаз отдельных колебаний.

Некоторые гармоники звучат более диссонирующе, чем другие, причем нечетные гармоники высшего порядка особенно утомительны.

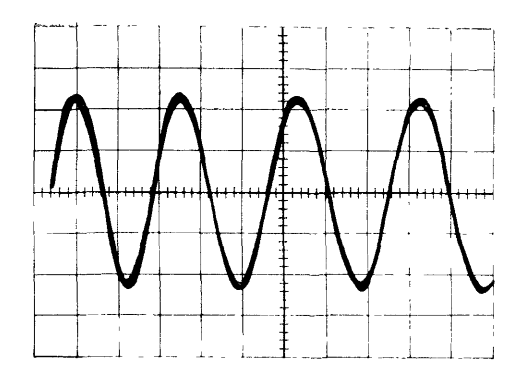


Рис. 1.9. Простое гармоническое колебание (такое, как производит камертон), представленное синусоидальной формой

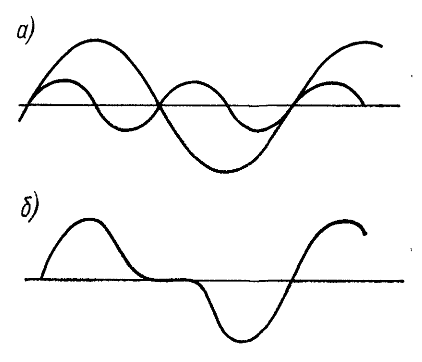


Рис. 1.10. Два сигнала синусоидальной формы: *а* — частота одного сигнала в два раза больше частоты другого; *б* — приведенные два сигнала объединены (звук уже не «чистый», а имеет большое содержание второй гармоники)

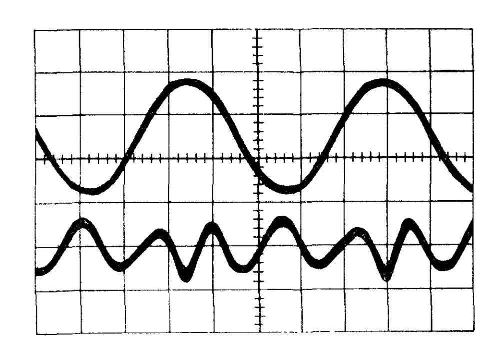


Рис. 1.11. Осциллограммы синусоидального сигнала, снятые на выходе усилителя

Нижняя осциллограмма показывает искажение синусоидального сигнала после его значительного усиления и отфильтровывания основной гармоники

Гармонические искажения сигнала на выходе высококачественного усилителя, когда к его входу приложен чистый синусоидальный сигнал, не могут быть видны на экране осциллографа. Чтобы определить небольшое искажение амплитуды, выходной сигнал следует пропустить через прибор, отфильтровывающий частоту основного тона и оставляющий только значительно усиленные гармоники. На осциллограмме (рис. 1.11) вверху изображен выходной сигнал, искажение которого неочевидно; нижняя линия показывает явно искаженный сигнал, причем преобладающей является третья гармоника.

Рассмотрев самые важные понятия звуковоспроизведения, можно перейти к другим вопросам.

ГЛАВА 2

Требования к высококачественному воспроизведению (Hi — Fi)

Главным требованием высококачественного воспроизведения (Hi—Fi) является возможность усилителя в сочетании с акустическими системами обеспечить акустическую мощность, достаточную для воспроизведения в комнате прослушивания полного динамического диапазона музыкальной программы без ограничения сигналов, а следовательно, и без искажений сигналов с максимальным уровнем, с одной стороны, и без влияния шумов на сигналы с низким уровнем — с другой.

Можно считать, что современные музыкальные программы содержат сигналы с динамическим диапазоном, приближающимся к 60 дБ. Таким образом, что касается усилителя, то он не может создать отношение сигнал-шум на —60 дБ выше по уровню номинальной мощности усилителя. Шум усилителя обычно измеряется во всем спектре при максимальной громкости с низкоомной нагрузкой на выходе, причем отношения фона и шума, превышающие 60 дБ, являются обычными для большинства источников сигнала (относительно номинальной мощности усилителя).

На практике, однако, регулятор громкости никогда не устанавливается в максимальное положение. Обычно громкость устанавливают на —20 дБ для воспроизведения оптимального динамического диапазона музыкальной программы среднего уровня. Это значит, что энергия шумов предварительных каскадов усилителя неполностью передается к усилителю мощности.

Поскольку регулятор громкости обычно расположен между каскадами предварительного усилителя и усилителем мощности, то шум каскадов предварительного усилителя уменьшается посредством регулятора громкости (рис. 2.1).

Шум, присущий усилителю мощности, всегда передается акустической системе, а уменьшенный шум каскадов предварительного усилителя прибавляется к общему значению (см. номограмму на рис. 1.5). В результате эффективное отношение сигнал-шум получается лучше при нормальных условиях работы, чем при установке регулятора громкости в максимальное

положение. Однако сопротивление или импульс подключенного источника могут изменить этот результат, вернее, ухудшить. Кроме того, не все усилители имеют такое построение, как показано на рис. 2.1.

Минимальная мощность усилителя должна быть связана с эффективностью акустических систем и с параметрами комнаты прослушивания и должна быть согласована с максимальными значениями сигналов воспроизводимой музыки на требуемом уровне, как объяснялось в гл. 1.

В самой маленькой комнате при эффективности акустической системы 1% в условиях умеренной тишины усилитель мощностью 7,5—10 Вт на канал с отношением сигнал-шум не менее, чем 60 дБ может обеспечить воспроизведение полного

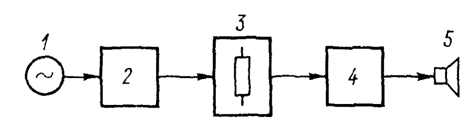


Рис. 2.1. Расположение регулятора громкости между каскадами предварительного усилителя и усилителем мощности, предусматривающее возможность уменьшения доли шума входных каскадов в общем шуме на выходе посредством уменьшения уровня регулятором громкости (см. текст)

Это предусматривается стандартом DIN 45—500 на измерение отношения сигнал-шум (см. с. 60)

1 — источник звука; *2* — предварительные усилители; *3* — регулятор громкости; *4* — усилитель мощности; *5* — громкоговоритель

динамического диапазона современной музыкальной программы, но с небольшим запасом для воспроизведения сигналов с максимальным значением.

Для сигналов с большим максимальным значением уровней, больших комнат и акустических систем меньшей чувствительности усилитель мощностью 100 Вт на канал может оказаться недостаточно мощным, чтобы избежать ограничения максимальных значений сигналов. Очень жаль, что изготовители акустических систем не дают большей информации об эффективности своих изделий. Требования стандарта DIN 45—500 в этом отношении обеспечивают некоторую дополнительную информацию, связанную с методикой DIN. Один изготовитель, например, указывает чувствительность 95 дБ на расстоянии 1 м в условиях заглушенной камеры; очевидно, что частота сигнала составляет лишь 400 Гц в статическом режиме.

Параметры, измеренные по методу DIN, можно довольно легко перевести в эффективность, выраженную в процентах (см. гл. 1), поскольку условия испытания точно определены. Однако так как мощность усилителя оценивается в ваттах, то параметр «эффективность», основанный на среднем выходном уровне во всем установленном диапазоне, будет более полезен и ва-

жен. Параметр «звуковое давление» более совместим с напряжением (а не с мощностью), подаваемым с усилителя на нагрузку.

ГАРМОНИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ

Общие гармонические искажения должны быть менее 0,5% во всем динамическом диапазоне. Если же рассматривается только усилитель, то наиболее реальным в настоящее время является значение не более чем 0,1% на частоте 1 кГц. Искажение не должно сильно увеличиваться на низких и высоких частотах, однако очень трудно избежать увеличения искажений на самых низких и самых высоких частотах.

Общие гармонические искажения обычно оцениваются коэффициентом гармоник. Причем коэффициентом гармоник оценивается сумма всех гармоник в диапазоне измерения и вносимого шума, т. е. дается общая величина. Эту величину обычно называют общими гармоническими искажениями.

Поскольку мощность, при которой измеряются искажения, уменьшена, то компоненты шума составляют значительную часть в общем значении. Таким образом, при очень низкой мощности действительное значение общих гармонических искажений очень небольшое, т. е. измерительный прибор показывает в основном значение шума. Это иллюстрируется осциллограммами на рис. 2.2, где осциллограмма *а* показывает искажение при большой мощности, а *б* — искажение при малой мощности. В каждом случае вторая кривая (синусоидальная) соответствует неотфильтрованному основному сигналу, проходящему через нагрузку усилителя. Таким образом, очевидно, что большое содержание шума (рис. 2.2, *б*) будет значительно увеличивать общее значение искажений.

Подобно суммированию двух (или более) сигналов шума, шум и искажения суммируются по среднему квадратическому закону. Таким образом, когда уровень шума может быть измерен, то, зная его значение, можно установить действительное значение общих гармонических искажений.

Коэффициент гармоник D_f может быть выражен как

$$D_f = \frac{\sqrt{N^2 + D^2}}{S}, \tag{2.1}$$

где N — напряжение шума; D — среднее квадратическое значение составляющих напряжений гармоник; S — общее среднее квадратическое значение напряжения сигнала.

Таким образом, действительное значение общих гармонических искажений, обозначенное D/S, дается следующим выражением:

$$\frac{D}{S} = \sqrt{D_f^2 - \left(\frac{N}{S}\right)^2}, \tag{2.2}$$

где обозначения те же, что и в выражении (2.1).

Можно измерить каждый вид искажений раздельно с помощью анализатора формы сигнала, а поскольку при измерениях этим прибором требуется настройка для каждого сигнала в узком интервале (всего несколько герц), то шумовой сигнал

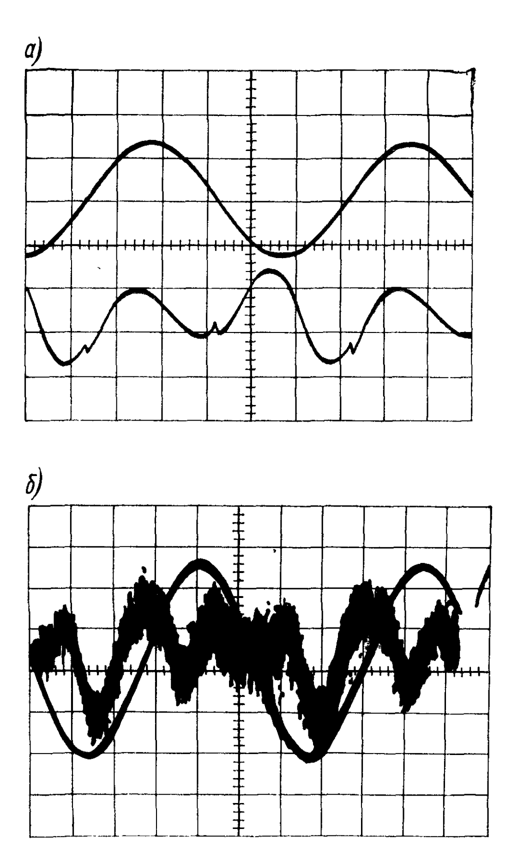


Рис. 2.2. Коэффициент гармоник: *а* — без учета шумов; *б* — с учетом шумов
На осциллограмме видна неоднородиость переходной характеристики в выходном каскаде (см. также рис. 2.3)

не вносит ошибки до очень небольших значений коэффициента гармоник. Основным недостатком такого метода является то, что общие гармонические искажения приходится определять по формуле:

$$\text{Общие гармонические искажения, } \% = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + E_4^2 + \ldots}}{\sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + E_4^2 + \ldots}}\,100, \qquad (2.3)$$

где E_1 — напряжение частоты основного тона; E_2, E_3 и т. д. — напряжения второй, третьей и т. д. гармоник.

Кроме того, стоимость анализатора формы сигнала значительно больше стоимости измерителя искажений.

ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Интермодуляционные искажения усилителя Hi—Fi не должны быть значительно больше общих гармонических искажений. Как и общие гармонические искажения, интермодуляционные искажения обусловлены нелинейностью усилителя. Однако

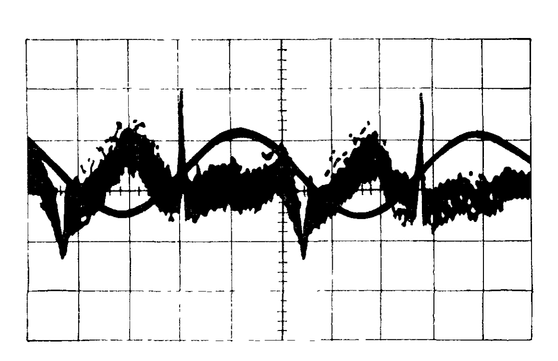


Рис. 2.3. Перекрестные помехи на осциллограмме, вызванные шумом

поскольку интермодуляционные искажения являются результатом наличия двух или более сигналов, проходящих через систему одновременно, то они могут быть только диссонирующими и, следовательно, будут больше заметны слушателю по сравнению с общими гармоническими искажениями.

При интермодуляционных искажениях создаются суммарные и разностные сигналы, которых нет в исходном сигнале, и когда имеются два сигнала f_1 и f_2, то процентное значение интермодуляционных искажений, отнесенное к f_2, будет определяться следующей формулой:

$$\text{Интермодуляционные искажения, \%} =$$

$$= \frac{\sqrt{(E_{f_2-f_1}+E_{f_2+f_1})^2+(E_{f_2-2f_1}+E_{f_2+2f_1})^2+(E_{f_2-3f_1}+E_{f_2+3f_1})^2+\ldots}}{E_{f_2}} \, 100, \qquad (2.4)$$

где, например, $E_{f_2-f_1}$ — напряжение интермодуляционной составляющей на частоте f_2—f_1, измеренной на выходе.

Частота f_1 часто бывает около 100 Гц, а частота f_2 — 5 кГц при отношении амплитуд $f_1/f_2=4:1$.

Усилители, работающие в режиме класса В с неоднородной переходной характеристикой двухтактной пары транзисторов на выходе, имеют интермодуляционные искажения, бо́льшие по значению общих гармонических искажений. При субъективной оценке они, кроме того, менее приятно «звучат» из-за гармоник высшего порядка — некоторые из них отчетливо диссонируют. Такие искажения видны на экране осциллографа как пики или неоднородности формы сигнала. Это в слабой степени показано на рис. 2.2, *а* и в более отчетливой — на рис. 2.3.

Поскольку измерительный прибор не может реагировать на быстро возникающие пики, такие, как изображенные на рис. 2.3, то показание прибора может быть удовлетворительным, несмотря на сильные искажения, называемые обычно перекрестными помехами.

Таким образом, для правильной оценки характеристики искажений усилителя требуется измерить значение интермодуляционных искажений в дополнение к измерениям коэффициента гармоник.

КОЭФФИЦИЕНТ ОСЛАБЛЕНИЯ

Усилитель должен передавать акустической системе весьма незначительную часть сопротивления источника, чтобы обеспечить сильное электромагнитное затухание на низких и на высоких частотах. Коэффициент ослабления (демпфирования) F_d выражается как

$$F_d=\frac{R_L}{R_s}, \qquad (2.5)$$

где R_s — сопротивление источника на выходе усилителя (которое, по существу, является активным); R_L — номинальное сопротивление подключенной нагрузки.

Большое число усилителей, особенно усилителей с непосредственной связью между оконечным каскадом и акустической системой, имеют коэффициент ослабления 40 и более на низких частотах, так же как и на высоких. При таком коэффициенте ослабления и при $R_L=8$ Ом значение R_s будет 0,2 Ом и меньше.

При очень низком значении сопротивления R_s, параллельно соединенного с акустической системой, подавляются пики (выбросы) сигнала переходного типа. Это особенно необходимо на резонансной частоте низкочастотного диапазона акустической системы, где без такого демпфирования возможны значительные колебания диффузора при переходных процессах. Этот эф-

фект проявляется в «щелчках» и «гудении» на низких частотах, особенно когда акустическое демпфирование системы недостаточно.

ДЕМПФИРОВАНИЕ ЗА СЧЕТ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Низкое значение R_s является следствием наличия отрицательной обратной связи, так что затухание колебаний акустической системы будет отличаться от значения, получающегося в результате присоединения к ней резистора с весьма низким номиналом. При таком подключении резистора вся мощность усилителя будет просто отводиться от акустической системы; при этом возможно повреждение усилителя, если не сработает предохранитель или автоматическое отключение.

При демпфировании при помощи отрицательной обратной связи сигнал на входе усилителя представляет собой разницу между напряжением источника и напряжением на клеммах акустической системы. Поскольку последняя величина в большой степени зависит от частоты колебаний диффузора, то отрицательная обратная связь обусловливает пропорциональную зависимость между напряжением акустической системы и напряжением источника. Таким образом, эффект демпфирования распространяется на колебания диффузора. Например, при отсутствии сигнала на входе всякие паразитные колебания диффузора обусловят передачу напряжения на вход усилителя через петлю отрицательной обратной связи, так что выходной каскад будет создавать сигнал для прекращения этих паразитных колебаний.

ПОЛОЖИТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Отрицательная обратная связь по напряжению уменьшает значение R_s. Схематически петля такой связи показана на рис. 2.4. Отрицательная обратная связь по току способствует увеличению R_s — обратное условие для требования большого коэффициента ослабления. Положительная обратная связь (ПОС) означает, что фаза сигнала обратной связи совпадает с фазой сигнала источника или входного сигнала. Это — регенеративная обратная связь, при которой появляются незатухающие колебания. Отрицательная обратная связь называется дегенеративной. Она уменьшает мощность усилителя, так как сигнал обратной связи не совпадает по фазе с сигналом источника или входным сигналом.

ПРИНЦИП ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Отрицательная обратная связь (ООС) не только «стабилизирует» усилитель, но также уменьшает искажения, расширяет частотный и динамический диапазоны. В соответствии с рис. 2.4 усиление G, обусловленное обратной связью, можно выразить как

$$G = \frac{A}{1 + AB}, \tag{2.6}$$

где A — усиление без обратной связи; B — часть выходного напряжения (напряжения обратной связи) $(1+AB)$, иногда

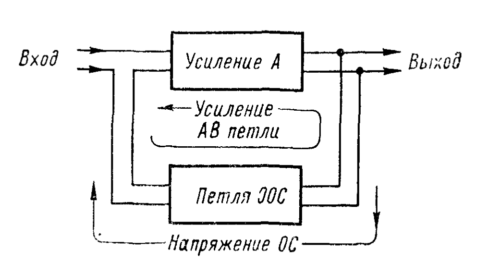


Рис. 2.4. Отрицательная обратная связь по напряжению
Коэффициент уменьшения усиления $(1+AB)$

называемая коэффициентом уменьшения усиления и выражаемая в децибелах.

В качестве примера можно взять усилитель, у которого величина $A=180$, $B=1/20$, $AB=9$. Коэффициент уменьшения усиления его $(1+AB)$ должен быть равен 10; таким образом, $G=18$. Иными словами, обратная связь будет уменьшать усиление в 10 раз. Это означает то же самое, что усилитель имеет обратную связь 20 дБ. Таким образом, чтобы получить на выходе сигнал первоисточника, входной сигнал следует увеличить на 20 дБ.

Термин «усиление схемы» с учетом петли обратной связи часто применяется при ее использовании. Он относится к коэффициенту AB.

Отрицательная обратная связь уменьшает искажения в таком же отношении, в каком она уменьшает усиление, так что усилитель, имеющий искажения, например, 10% без обратной связи, при обратной связи 20 дБ будет иметь искажения примерно 1%. Безусловно, искажения, вносимые контурами, находящимися за пределами петли отрицательной обратной связи, не будут уменьшаться.

Хотя сама по себе положительная обратная связь — регенеративная, но когда она используется в контролируемых усло-

виях вместе с отрицательной обратной связью, то может обеспечить дальнейшее уменьшение общих искажений и также облегчить регулирование переменного ослабления.

Положительная обратная связь эффективно увеличивает общее усиление схемы, имеющей цепь отрицательной обратной связи, уменьшая, таким образом, пропорционально искажения. Этот принцип часто используется в цепях с ограниченным усилением. Иногда он применялся в тех случаях, когда в усилителях использовались триоды с низким коэффициентом усиления.

Диаграмма на рис. 2.5 показывает, как можно соединить положительную обратную связь по току с петлей отрицательной обратной связи по напряжению, чтобы обеспечить регулировку переменного коэффициента ослабления без влияния на общее усиление усилителя. Следует заметить, что в то время как отрицательная обратная связь по напряжению уменьшает R_s, а отрицательная обратная связь по току увеличивает эту величину, положительная обратная связь оказывает противоположное действие. Таким образом, уменьшение R_s также обусловлено петлей положительной обратной связи по току, показанной на рис. 2.5.

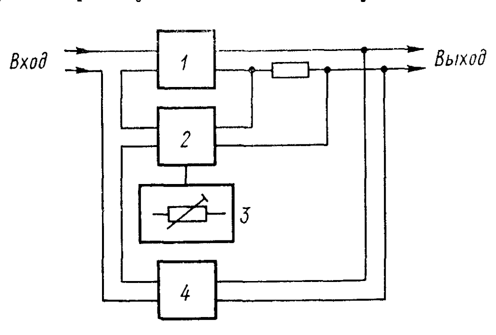


Рис. 2.5. Отрицательная обратная связь по напряжению и положительная обратная связь по току, объединенные для регулировки переменного коэффициента ослабления

1 — усилитель; 2 — ПОС по току; 3 — регулятор коэффициента ослабления; 4 — ООС по напряжению

Положительная обратная связь по току регулируется таким образом, что значение R_s, а следовательно, и F_d может установить сам потребитель, чтобы получить оптимальное демпфирование громкоговорителя. Можно сконструировать контур, обеспечивающий изменение R_s от положительного значения через 0 (где $R_s=R_L$) до отрицательного. Безусловно, существует предел отрицательного значения R_s, так как при $-R_s>R_L$ усилитель становится генератором.

Есть основание считать, что некоторые акустические системы звучат лучше, когда величина R_s имеет небольшое отри-

цательное значение. Это можно объяснить тем, что отрицательный источник стремится устранить некоторые составляющие полного сопротивления акустической системы и ее цепи обратной связи.

ОПТИМАЛЬНОЕ ДЕМПФИРОВАНИЕ

Оптимальное демпфирование акустической системы будет при таком значении R_s, которое обеспечит минимальный выброс сигнала. Самый простой метод его определения показан на рис. 2.6. Когда переключатель включен, то в результате действия тока батареи происходит отклонение диффузора громкоговорителя и на экране осциллографа отражается форма волны. Идея сводится к тому, чтобы с помощью потенциометра $R1$ свести к минимуму выброс, возникающий на экране при быстром включении или выключении переключателя.

Оптимальное значение сопротивления потенциометра $R1$ затем измеряется с помощью омметра. Оно и соответствует оптимальному значению R_s. Однако, как уже упоминалось, в практически существующих системах в динамическом режиме желательно иметь небольшое отрицательное значение R_s.

Следует учесть, что последовательно с R_s включено сопротивление соединительного кабеля акустической системы, которое при большой длине кабеля может быть значительно больше R_s. Таким образом, максимальное демпфирование ограничено сопротивлением кабеля, и в связи с этим усилители с весьма низкими значениями R_s могут оказаться малоперспективными. В некоторой степени это справедливо, но на практике часто наблюдается обратная картина, когда усилитель с небольшим положительным или отрицательным значением R_s работает вместе с акустической системой, имеющей тенденцию к переходным процессам в области низких частот.

Активная и реактивная составляющие сопротивления акустической системы, включая компоненты делителя частоты, когда он используется, также влияют на значение R_s, и поэтому следует избегать последовательного подключения акустических систем. Для уменьшения демпфирования параллельное соединение предпочтительнее.

Коэффициент ослабления любого усилителя определяется следующим выражением:

$$F_d = \frac{U_1}{U_2 - U_1}, \tag{2.7}$$

где U_2 — напряжение сигнала на выходе усилителя без нагрузки; U_1 — напряжение при нагрузке, при которой определяется коэффициент ослабления.

Благодаря большому значению отрицательной обратной связи в современных транзисторных усилителях Hi—Fi обеспечивается, по существу, постоянное напряжение на выходе. Таким образом, разница между U_2 и U_1 очень мала.

Отрицательное значение R_s будет при условии $U_1 > U_2$, а некоторые усилители специально рассчитываются так, что $U_1 = U_2$ в области низких частот. На самых низких частотах это условие изменяется и превращается в $U_1 > U_2$. Например, усилители серии «600» фирмы «Армстронг» подчиняются именно этому условию, обеспечивая таким образом хорошее согласование с акустической системой на низких частотах.

В то время как измерение R_s во всем звуковом спектре бывает лишь желательным, на низкой частоте оно просто не-

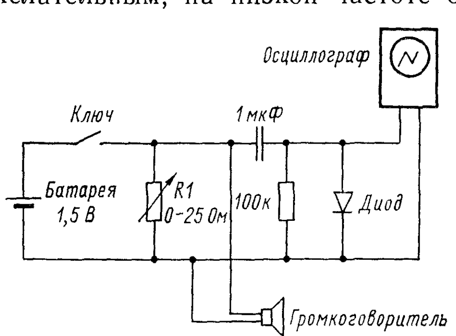


Рис. 2.6. Простой метод определения демпфирования акустической системы

обходимо. Стандарт BS 3860 : 1965 оговаривает частоту 50 Гц для усилителя при его выходной мощности, равной 1/4 номинальной мощности, но последние экспериментальные данные показали, что лучшей частотой является частота 40 Гц.

ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Получить равномерную частотную характеристику в диапазоне от 30 Гц до 20 кГц не очень сложно. Действительно, недавно разработанные транзисторы с большой величиной f_T (произведение усиления на ширину полосы, измеренное в схеме с общим эмиттером) позволяют расширить частотный диапазон отдельных каскадов предварительного усиления или общий диапазон до очень высоких частот. Таким образом, сужение диапазона необходимо для того, чтобы избежать проникновения радио- и телевизионных сигналов и уменьшить до минимума чувствительность каскадов предварительного усиления к импульсным (т. е. электрическим) помехам.

Изменение частотной характеристики усилителя в звуковом диапазоне также иногда необходимо. Преднамеренное «среза-

ние», например, шума Гаусса (6 дБ на октаву) на выходе предварительного усилителя на частоте около 25 кГц может улучшить переходную интермодуляционную характеристику усилителя при условии, что высокочастотная характеристика усилителя мощности с учетом действия отрицательной обратной связи лучше ее (см. раздел «Переходные искажения»).

ХАРАКТЕРИСТИКА НА НИЗКИХ ЧАСТОТАХ И НЕПОСРЕДСТВЕННАЯ СВЯЗЬ

Некоторые разработчики умышленно подавляют низкие частоты вблизи 30 Гц, в то время как другие предпочитают равномерную характеристику до единиц герц, чтобы избежать

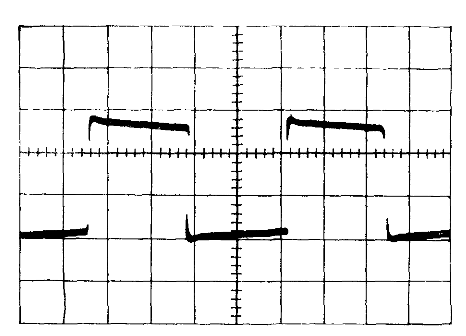


Рис. 2.7. Импульсный сигнал прямоугольной формы с низкой частотой повторения, претерпевающий минимальные искажения

значительных искажений сигналов прямоугольной формы с низкой частотой повторения. Это связано с современной тенденцией обеспечения непосредственной связи между усилителем мощности и акустической системой.

Можно почти не сомневаться в том, что, если импульсный сигнал прямоугольной формы с низкой частотой повторения воспроизводится через акустическую систему с минимальными отклонениями от первоначальной формы (рис. 2.7), акустическая система звучит лучше.

Изменение формы импульсного прямоугольного сигнала, показанное на рис. 2.8, обусловлено ограничением со стороны низких частот. При этом звук имеет совсем другой характер.

Однако соответствие между воспроизведением музыки и расширенным низкочастотным диапазоном очень незначительное. На практике обычно необходимо подавлять инфранизкие частоты, по крайней мере, для того, чтобы ослабить рокот и другие инфразвуковые шумы, которые часто сопровождают музыкальную программу. Это достигается или только с помощью

постоянного высокочастотного фильтра, или с помощью такого фильтра и низкочастотного фильтра.

Сигналы музыкальных программ редко содержат реальную информацию на частотах значительно ниже 30 Гц, так что с этой точки зрения очень растянутый низкочастотный диапазон не имеет преимуществ.

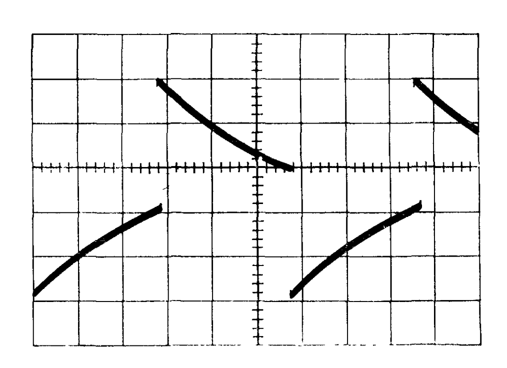


Рис. 2.8. Импульсный сигнал прямоугольной формы с низкой частотой повторения, претерпевающий значительное изменение формы из-за ограничений на низкой частоте

ХАРАКТЕРИСТИКА МОЩНОСТИ

Характеристика мощности непосредственно не влияет на частотную характеристику. Она относится к усилению мощности, и определить ее можно двумя способами. Первый сводится

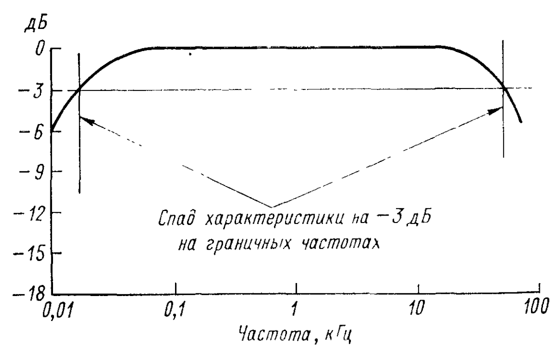


Рис. 2.9. Ширина полосы мощности (на уровне —3 дБ)

к тому, что в интервале между оконечными значениями низких и высоких частот выходная мощность на 3 дБ ниже номинальной выходной мощности на частоте 1 кГц (рис. 2.9). Однако при этом не учитываются искажения на конечных частотах, которые могут быть чрезмерными относительно искажений на

частоте 1 кГц. Измерения проводятся при входном сигнале с постоянной амплитудой во всем диапазоне частот.

Другой метод связывает значения оконечных частот со специфическим значением гармонических искажений при номинальной выходной мощности, стандарт же DIN 45—500 (см. ниже) — при мощностях не более чем на 20 дБ ниже номинальной (рис. 2.10). Стандарт DIN устанавливает значение максимального искажения 1% в диапазоне 40 Гц — 12,5 кГц.

Для хорошей переходной характеристики требуется, чтобы выходная мощность поддерживалась постоянной на частотах, значительно бо́льших слышимых, и это достигается использо-

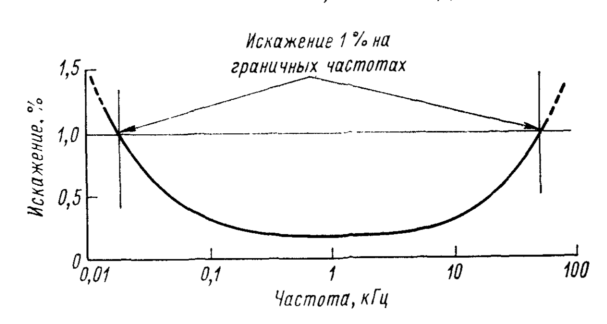


Рис. 2.10. Ширина полосы мощности в интервале между оконечными значениями частот при искажении 1% и при номинальной мощности на частоте 1 кГц или при любой мощности (DIN 45—500), не более чем на 20 дБ меньшей номинальной

ванием в цепи отрицательной обратной связи транзисторов с высоким значением f_T. Часто для коррекции фазы обратной связи требуется некоторое подавление высоких частот.

ВРЕМЯ НАРАСТАНИЯ

Время, необходимое для увеличения напряжения на выходе усилителя от 10 до 90% его конечного значения (рис. 2.11) при подаче на вход сигнала прямоугольной формы с правильным шагом, известно как время нарастания, которое связано с характеристикой верхних частот следующим образом:

$$f_{-3\,\text{дБ}} = \frac{0,35}{T}, \qquad (2.8)$$

где $f_{-3\,\text{дБ}}$ — верхний предел частотного диапазона, в котором характеристика на 3 дБ ниже среднечастотной (т. е. конечная высокая частота на рис. 2.9), при этом предполагается, что высокочастотная характеристика имеет ограниченные шумы Гаусса; T — время нарастания.

Таким образом, чтобы время нарастания сигнала в усилителе было не менее времени нарастания испытательного сигнала переходного типа, частотный диапазон усилителя должен

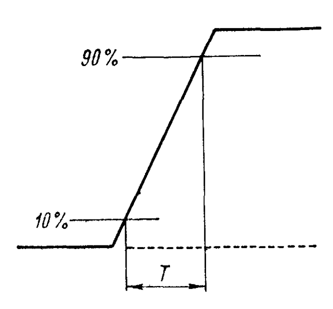


Рис. 2.11. Определение времени нарастания сигнала

быть расширен в сторону высоких частот. Хотя сигнал с идеальным фронтом (т. е. с нулевым временем нарастания) нельзя воспроизвести, все же можно определить время нарастания,

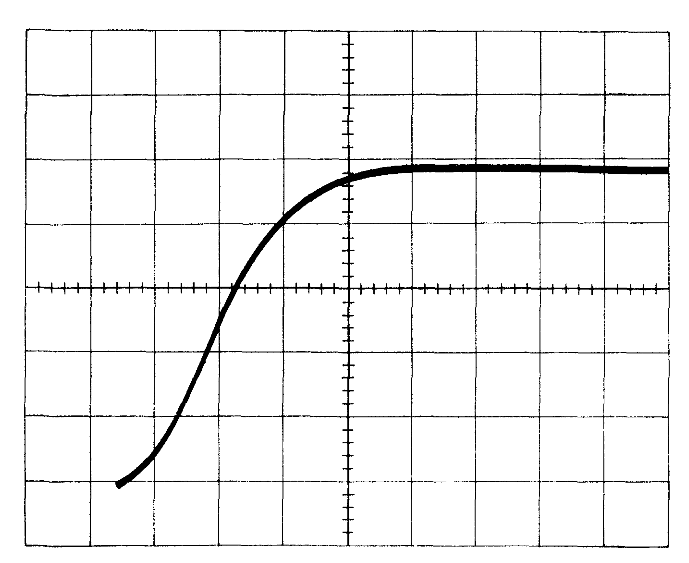


Рис. 2.12. Определение по экрану осциллографа времени нарастания
Каждое горизонтальное деление (время) соответствует 2 мкс. Таким образом, время нарастания (по осциллографу) составляет приблизительно 5 мкс

если использовать в качестве входного сигнала переднюю часть импульсного сигнала прямоугольной формы и по калибровочному осциллографу, подключенному к нагрузке на выходе и, следовательно, воспроизводящему форму сигнала, измерить время.

Погрешность будет незначительной, когда время нарастания испытательного сигнала существенно опережает время нарастания сигнала в усилителе. На рис. 2.12 показана кривая времени нарастания сигнала. Деления горизонтальной оси соответствуют 2 мкс. Получается время нарастания, близкое 5 мкс. Отсюда ясно, что если составляющие подаваемого

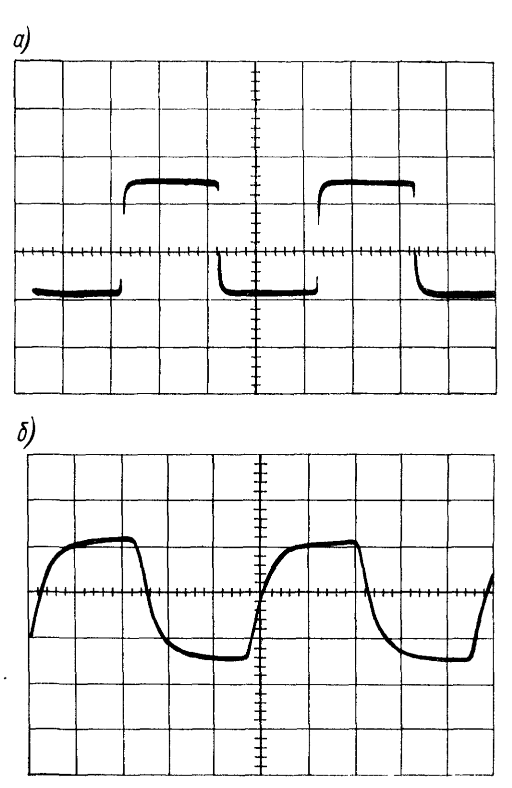


Рис. 2.13. Импульсные сигналы прямоугольной формы с частотой следования 10 кГц, проходящие через усилитель: *а* — с расширенным диапазоном в области высоких частот; *б* — с ограниченным диапазоном в области высоких частот

сигнала нарастают на входе усилителя быстрее, чем усилитель может их воспроизвести, то они не могут быть правильно воспроизведены. Они будут затухать и, возможно, искажаться, и в результате при воспроизведении будут искажены точность воспроизведения фронта музыкального сигнала и четкость на высоких частотах.

Простой метод испытания с помощью сигнала прямоугольной формы также дает неплохие результаты при оценке высокочастотной характеристики усилителя. Например, с помощью

сигналов прямоугольной формы с частотой 10 кГц (рис. 2.13) сняты характеристики: *а* — при расширенном частотном диапазоне, *б* — при ограниченном частотном диапазоне. Формы этих характеристик показывают соответствие между временем нарастания и временем спада.

ПЕРЕХОДНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Всякое искажение испытательного сигнала прямоугольной формы при прохождении его через усилитель называется переходным искажением. Таким образом, переходное искажение

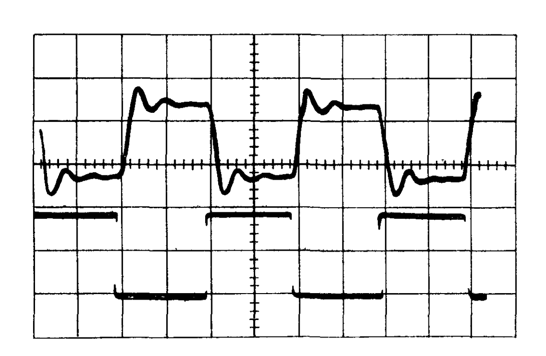


Рис. 2.14. Искажения сигнала прямоугольной формы с частотой 10 кГц, обусловленные реактивной нагрузкой на выходе усилителя
Нижняя характеристика показывает форму входного сигнала

может возникать в результате преждевременного ограничения высоких частот, но, безусловно, должен учитываться характер усиливаемого сигнала. Например, наиболее совершенный усилитель низкой частоты будет, вероятно, искажать переходные процессы видеосигналов.

Весьма серьезные переходные искажения в усилителях низкой частоты могут быть вызваны неправильно рассчитанными фильтрами и контактными устройствами, а также реактивной (вместо чисто активной) нагрузкой усилителя. Форма сигналов на рис. 2.13 была получена при активной нагрузке, но если реактивную нагрузку в виде емкости 2 мкФ присоединить к активной нагрузке (обычно 4 или 8 Ом), то получится эффект, показанный на рис. 2.14. Он указывает на то, что усилитель производит быстро затухающие колебания при воспроизведении фронтальной и тыловой частей сигнала.

Такие неглубокие пики и провалы, оказывается, мало влияют на качество звуковоспроизведения, но более глубокие, безусловно, воздействуют на тембр музыки. Новые способы

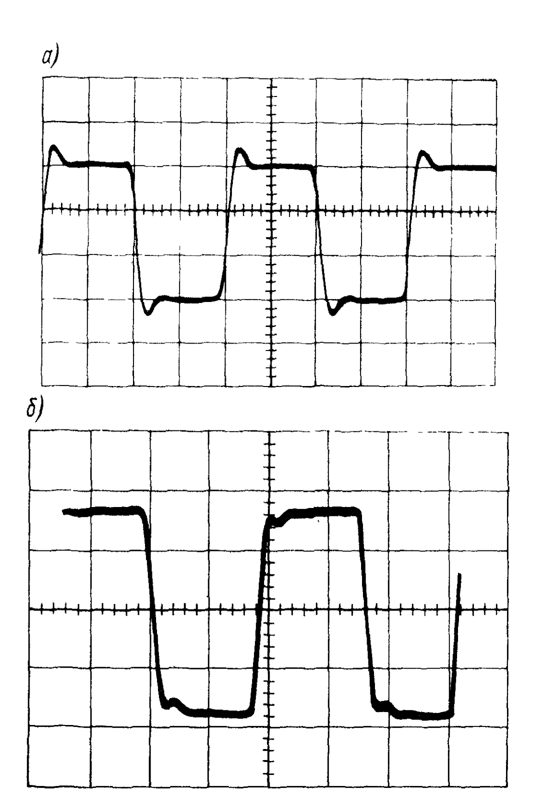


Рис. 2.15. Минимальные искажения (выбросы) при воспроизведении фронта сигнала (*а*) и отрегулированные переходные процессы (*б*)

Обе диаграммы получены на частоте 10 кГц при нагрузке усилителя 8 Ом, соединенной параллельно с конденсатором емкостью 2 мкФ

Рис. 2.16. Влияние фильтра низких частот на прямоугольную форму сигнала частоты 10 кГц

конструирования способствуют уменьшению этого эффекта, так что некоторые усилители совсем не имеют искажений (или имеют весьма незначительные (рис. 2.15) при условии использования упомянутой выше нагрузки. Любой усилитель, который можно отнести к категории Hi—Fi, не должен иметь искажений (пиков и провалов) при чисто активной нагрузке.

Осциллограмма на рис. 2.16 показывает, как фильтр низких частот может влиять на прямоугольную форму сигнала частотой 10 кГц.

ПЕРЕХОДНЫЕ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Переходные интермодуляционные искажения увеличиваются, когда точка ограничения высоких частот предварительным усилителем на характеристике лежит выше частот ограничения разомкнутой цепи усилителя мощности. В результате обратная связь не будет действовать в течение времени нарастания сигнала разомкнутой цепи усилителя мощности. Таким образом, когда на усилитель подается сигнал, частотные составляющие которого выше частоты ограничения разомкнутой цепи, то входные каскады усилителя будут работать с перегрузкой. Согласно эффекту интегрирования петли обратной связи, условие перегрузки сохраняется дольше времени нарастания сигнала разомкнутой цепи усилителя мощности, при этом общий результат будет выражаться 100%-ным интермодуляционным искажением.

Причина этого явления отличается от той, которая вызывает искажения сигнала прямоугольной формы (пики и провалы), и решение проблемы частично (см. также раздел «Измерения переходных интермодуляционных искажений») состоит в том, чтобы время нарастания сигнала в усилителе мощности без обратной связи было больше времени нарастания сигнала в предусилителе.

Разработчики все более осознают эту проблему и для ее решения применяют мощные транзисторы с большим значением f_T и используют произвольное подавление верхней частоты (что-нибудь около 20 кГц) в каскадах предварительного усиления.

Следует принять во внимание, что хотя значение f_T мощных транзисторов может быть равно нескольким мегагерцам, частота ограничения будет значительно ниже, чем в схеме с общим эмиттером (см. также гл. 4 и 5).

Хотя многие параметры усилителей Hi—Fi измеряются при чисто активной нагрузке, акустические системы, подключаемые к усилителю, не имеют чисто активного сопротивления в значительной части низкочастотного спектра. Мнение автора таково, что измерения переходной характеристики и искажений

должны производиться при сопротивлении нагрузки, по возможности совпадающем с сопротивлением акустической системы. Эти же требования должны предъявляться и к выходным сигналам, т. е. источники измерительных сигналов должны быть близко схожими с реальными источниками, а не с источником с активным сопротивлением около 600 Ом, как это обычно бывает на практике.

Могут появиться всякие причины, обусловливающие отсутствие корреляции между «звучанием» усилителя и данными измерений его параметров с источником сигнала и нагрузкой, используемой при измерении.

Очевидно невозможно в сравнительно небольшой главе исследовать параметры всех устройств, входящих в состав системы. Можно лишь рассмотреть те, которые отражают наиболее важные требования для воспроизведения Hi—Fi.

Минимальные требования к аппаратуре Hi—Fi отражены в стандарте DIN 45—500. Хотя он в настоящее время несколько устарел (для относительно современной аппаратуры), некоторые параметры, рассматриваемые в данной главе, исходя из требований DIN с соответствующими комментариями приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Параметр	Требования стандарта DIN	Примечание
Выходная мощность усилителя	10 Вт — моно 2×6 Вт — стерео	Минимальные требования даже для небольшой системы и сравнительно эффективных громкоговорителей Минимальное значение 2×10 Вт было бы лучше, хотя большие по объему системы в более просторном помещении с использованием малочувствительных громкоговорителей могут потребовать 2×100 Вт для воспроизведения полного динамического диапазона без ограничения пиковых значений
Уровень звукового давления акустической системы	96 дБ (12 мкбар) на расстоянии 1 м по оси в диапазоне частот	Вообще эта величина может быть использована, но было бы удобно выразить ее через

Параметр	Требования стандарта DIN	Примечание
	100 Гц —4 кГц (средний уровень) в условиях свободного полупространства. Мощность на входе для этих условий должна быть указана	электрическую эффективность. Для низкой частоты это не подходит
Искажение мощности усилителя в диапазоне частот	Максимальное значение 1% при мощностях от общей мощности до —20 дБ в диапазоне частот 40 Гц — 12,5 кГц	Не соответствует требованиям DIN. Было бы лучше— не более 0,5% в диапазоне 40 Гц — 15 кГц при всех мощностях ниже номинальной
Интермодуляционные искажения усилителя	Не более 3% на частотах 250 Гц и 8 кГц при отношении амплитуд 4 : 1	Величина очень большая. Было бы лучше принять 1% при всех мощностях, начиная от номинальной
Частотная характеристика	40 Гц — 16 кГц (с неравномерностью ±1,5 дБ)	Было бы лучше принять 40 Гц — 20 кГц (с неравномерностью ±1 дБ)
Отношение сигнал-шум (для полного усилителя и оконечного)	Не более 50 дБ; невзвешенное относительно 100 мВт при моносигнале (50 мВт на канал при стереосигнале) для номинальной мощности до 20 Вт При мощностях выше номинальной мощности 20 Вт максимальное значение увеличивается пропорционально (в децибелах) *	Приемлемая величина для установившихся условий испытаний
Отношение сигнал-шум (для предусилителя)	Не более 50 дБ относительно номинального уровня входного сигнала	Более реальная величина 60 дБ

* Измерения проводились при регуляторах усиления, установленных на определенную выходную мощность, при напряжении 5 мВ на входе звукоснимателя, 500 мВ на входе тюнера, магнитофона и т. д. с соответствующими нагрузками 47 кОм (параллельно с емкостью 250 пФ) и 2,2 кОм с использованием точного измерительного прибора (DIN 45—405).

ЗАМЕЧАНИЯ ОТНОСИТЕЛЬНО МОЩНОСТИ НА ВЫХОДЕ

Существует несколько методов измерений номинальной выходной мощности и максимальной допустимой мощности усилителя. Однако мощность, упоминаемая в этой главе, предполагает среднюю мощность ($W_{ср}$), обеспечиваемую подводимым синусоидальным измерительным сигналом при активной нагрузке и определяемую выражением

$$W_{ср}=UI, \tag{2.9}$$

где U — среднее квадратическое значение напряжения на нагрузке; I — среднее квадратическое значение тока, проходящего через нагрузку.

Таким образом, средняя мощность может быть рассчитана по формуле

$$W_{ср}=\frac{U^2}{R} \quad (2.10) \qquad \text{или} \qquad W_{ср}=I^2R, \quad (2.11)$$

где R — сопротивление нагрузки в омах.

Выражение (2.10) применяется чаще всего. Сигнал, подводимый к нагрузке, обычно подается на осциллограф. При этом допустимая мощность на любой частоте будет выражаться мощностью в точке ограничения пикового значения синусоидального сигнала или на уровне, когда коэффициент искажения составляет 1% при установленном на выходе напряжении источника сигнала. С другой стороны, номинальная мощность обычно определяется при максимальном значении искажения менее 1% на любой частоте или в диапазоне частот.

Неправильное название «средняя квадратическая мощность» обычно встречается в технических характеристиках усилителей, когда производятся измерения, такие, например, как для выражения (2.10), и когда подразумевается средняя мощность. Применение ошибочного термина «средняя квадратическая мощность» вызвано необходимостью отличать пиковую мощность усилителя (которую раньше иногда использовали для того, чтобы создать впечатление у неискушенного потребителя, что данный усилитель имеет вдвое бо́льшую мощность, чем конкурирующий) от «реальной», или средней, мощности, а также тем, что в вычислениях используются средние квадратические значения напряжения нагрузки.

ПИКОВАЯ МОЩНОСТЬ

Пиковое напряжение синусоидального сигнала составляет $\sqrt{2}$ среднего квадратического значения напряжения. Таким образом, пиковую мощность ($W_{пик}$) можно выразить как

$$W_{пик}=\frac{U^2\sqrt{2^2}}{R}, \tag{2.12}$$

где U — среднее квадратическое значение напряжения на активной нагрузке R в омах. Оно указывает, что пиковая мощность точно в два раза больше средней мощности.

ДЕЙСТВИТЕЛЬНАЯ (РЕАЛЬНАЯ) СРЕДНЯЯ КВАДРАТИЧЕСКАЯ МОЩНОСТЬ

Имеется возможность рассчитать среднюю квадратическую мощность, но она не имеет существенного значения для средних квадратических значений напряжения и тока. При вычислении мощности требуется возвести в квадрат мгновенную мощность, затем проинтегрировать и извлечь корень квадратный из результата. Таким образом, среднюю квадратическую мощность можно выразить как

$$W_{\text{ср. кв}} = \frac{U^2 \sqrt{2^2}}{2R} \sqrt{1,5} \approx 1,225 W_{\text{ср}}. \qquad (2.13)$$

Это значит, что измеряемый усилитель в соответствии с выражением (2.10) имеет реальную среднюю квадратическую мощность, приблизительно на 22,5% бо́льшую средней мощности, так что если в технических характеристиках указывается, например, 10 Вт на канал «среднее квадратическое», то значение мощности занижается примерно до 2,25 Вт на канал.

Стандарт DIN 45—500 требует, чтобы усилитель «выдерживал» синусоидальный сигнал с частотой 1 кГц при номинальной мощности в течение не менее 10 мин.

Стандарт BS 3860 : 1965 требует, чтобы номинальная мощность обеспечивалась в течение не менее 30 с, после чего следует измерить уровень гармонических искажений и определить, не превосходит ли он установленного значения. Требования стандарта IHF (Институт High Fidelity, США) (IHF-A-201 : 1966, пункт 3.1.1) подобны требованиям стандарта Великобритании.

МУЗЫКАЛЬНАЯ ВЫХОДНАЯ МОЩНОСТЬ

Это другой параметр по стандарту IHF (IHF-A-201 : 1966, пункт 3.1.2), относящийся к самой большой выходной мощности, получаемой от источника синусоидального сигнала в короткий период времени при установлении уровня искажений. В пп. 3.1.2.1 и 3.1.2.2 этого стандарта описаны два метода измерений.

В стереофоническом усилителе с обоими действующими каналами при подаче испытательного сигнала устанавливается общая мощность обоих каналов. Поскольку сигнал представляет собой не непрерывный, а прерывистый синусоидальный сигнал, то общая мощность на выходе обычно будет на 20—40% больше средней мощности, полученной при измерении

с непрерывным сигналом в зависимости от нагрузки и уровня сигнала источника. Необходимо принять во внимание, что при этом большие требования предъявляются к источнику питания и к температурным свойствам мощных транзисторов по сравнению со случаем, когда измерения проводятся при средней мощности при подаче непрерывного сигнала. Это частично является причиной того, что получающаяся при таких условиях измерения мощность обычно меньше получаемой при измерениях музыкальной мощности.

Однако выходная мощность большинства усилителей сейчас измеряется именно при условии непрерывности сигнала, даже если ее можно выразить как «среднее квадратическое значение мощности». Более тщательно следует проводить измерения, когда работают одновременно оба канала стереофонического усилителя (или четыре канала квадрафонического). В этом случае мощность на канал обычно меньше той мощности на канал, которая получается при одном работающем канале, в зависимости от изменения напряжения источника питания и от нагрева выходных транзисторов. Некоторые усилители, особенно американской фирмы «Харман-Кардон» («Harman-Kardon»), имеют два источника питания — по одному для каждого канала. Это обеспечивает, по существу, одинаковую мощность на канал при одном или при обоих действующих каналах. Один правильно спроектированный источник питания, общий для обоих каналов стереофонического усилителя, обеспечивает аналогичные требования.

Вышеизложенные рассуждения относятся к усилителям с оконечными каскадами класса В и близкими к классу В, у которых мощность на входе увеличивается в соответствии с увеличением выходной мощности звука. Поскольку современные транзисторные усилители имеют постоянное напряжение на выходе, то мощность увеличивается с уменьшением сопротивления нагрузки. Таким образом, мощность может быть определена через сопротивление нагрузки.

Федеральная Комиссия торговли США недавно ввела постановление о том, что должна быть точно указана средняя мощность при непрерывном синусоидальном сигнале при всех действующих каналах и номинальная мощность на канал при установленной нагрузке.

СКОРОСТЬ НАРАСТАНИЯ СИГНАЛА

Этот параметр, который до сих пор был связан с операционными усилителями, начал использоваться в аппаратуре Hi — Fi и обозначает скорость изменения в единицу времени напряжения на выходе усилителя, когда напряжение на входе представляет собой импульс малой продолжительности.

Параметр характерен для максимальной частоты сигнала, при которой усилитель может обеспечивать напряжение, соответствующее его номинальной мощности.

Максимальный наклон синусоидального сигнала E_0 можно выразить через эквивалентную скорость нарастания $d(E_0 \times \times \sin\omega_p t)/dt$, равную $E_0\omega_p\cos\omega_p t$, и соответственно получить:

$$\text{Скорость нарастания} = E_0\omega_p = E_0 2\pi f_p$$

$$\text{или} \quad f_p = \frac{\text{скорость нарастания}}{E_0 2\pi} \quad \text{при} \quad \omega = 0, \qquad (2.14)$$

где E_0 — максимальное напряжение на выходе; f_p — самая высокая частота, при которой сохраняется номинальное значение мощности.

Иными словами, максимальная частота, при которой может быть обеспечено номинальное значение мощности, есть функция скорости нарастания напряжения усилителя, которая отличается от времени нарастания сигнала. Например, усилитель с номинальной мощностью 50 Вт на 8 Ом (что соответствует 20 В среднего квадратического или 28 В максимального напряжения нагрузки) и с характеристикой усиления в области высоких частот 25 кГц при полной мощности может иметь скорость нарастания приблизительно 4,4 В/мкс.

ГЛАВА 3

Предварительные усилители и схемы регулировок

Оконечный каскад усилителя предназначен для того, чтобы вырабатывать и передавать на нагрузку с номинальным сопротивлением определенную мощность, когда на его вход подан сигнал соответствующего среднего квадратического значения. Входной сигнал подается с каскадов регулировки сигнала, которые включают в себя элементы схем каскадов предварительного усиления. К ним также относятся схемы переключения сигналов от разных источников, регулировки уровня выходного сигнала, коррекции, в случае необходимости, частотной характеристики сигналов источника, обеспечения переменной чувствительности и фильтрации.

Таким образом, назначение предварительного усилителя состоит в том, чтобы передавать на оконечный каскад скорректированный по уровню сигнал от любого источника программ. Если не учитывать действие регуляторов тембра и фильтров, то уровень выходного сигнала должен быть, по существу, постоянным в диапазоне от самых низких до самых высоких частот в соответствии с требованиями к аппаратуре Hi — Fi (см. гл. 2).

Каскады предварительного усиления должны обеспечивать минимальное искажение подаваемого сигнала (обычно немного больше 0,05% гармонических искажений, которые зависят от сигнала на входе источника) и минимальный уровень шума, а также иметь высокий коэффициент ослабления паразитных сигналов, таких, как импульсные помехи и сигналы радиовещательных и телевизионных станций.

Предварительный усилитель должен содержать два идентичных по характеристикам канала для стереофонического режима и четыре таких канала для дискретного квадрафонического режима при условии максимальной электрической изоляции между ними. Сигналы этих каналов проходят через оконечный каскад усилителя, также раздельно друг от друга, к соответствующим акустическим системам. Часто используются многосекционные переключатели и потенциометры. В этом слу-

чае для двух или четырех каналов могут применяться общие элементы регулировок. При этом для регулировки усиления используется регулятор баланса. Возможен и другой вариант — отдельные регуляторы для каждого канала, что вполне приемлемо для стереорежима, но весьма сложно (с точки зрения эксплуатации) при квадрарежиме. В этом случае не требуется регулятора баланса, так как обоими регуляторами громкости можно пользоваться отдельно для обеспечения правильной балансировки усиления. Однако, хотя можно иметь отдельные регуляторы громкости для левого и правого каналов, регуляторы тембра, переключатели источника сигнала, фильтры и т. д., обычно всегда пользуются совмещенными. Существуют однако усилители с отдельными регуляторами низких и высоких частот для правого и левого каналов.

Для сигнала магнитного звукоснимателя необходима частотная коррекция, обеспечивающая подъем низкочастотной части характеристики для возможности воспроизведения записи сигнала по стандарту RIAA (см. гл. 7 и 8). Сигналы других входных гнезд, таких, как для подключения тюнера, магнитофона и вспомогательные, не корректируются. Одна или две модели фирмы «Ориент» (Orient) имеют коррекцию характеристики входного сигнала для магнитной головки (см. гл. 10), но эта техническая особенность постепенно исчезает в аппаратуре.

В предварительном усилителе предусмотрен также выход (обычно перед регуляторами тембра и фильтрами) для записи на магнитную ленту.

В современную эпоху транзисторов уменьшилось число усилителей, состоящих из отдельных каскадов — предварительного усилителя и усилителя мощности, хотя во время написания этой книги некоторые британские изготовители все еще выпускали усилители по старому принципу. Тенденция «интеграции» распространилась также и на тюнеры, в которых стереофонический ЧМ-тракт часто совмещен с АМ-трактом. Такие устройства называются тюнерами-усилителями или стационарными стереоприемниками. Они становятся одними из самых популярных устройств аппаратуры Hi — Fi.

Усилители и тюнеры-усилители иногда имеют на задней части гнезда и переключатель (или съемные соединительные разъемы), позволяющие отключать предварительный усилитель от оконечного усилителя мощности (на обоих каналах), так что они могут работать независимо. Такая возможность весьма удобна при переходе от режима «стерео» к режиму «квадро».

На предварительный усилитель может также подаваться сигнал от двухканального микрофона при условии отсутствия взаимного влияния каналов друг на друга.

В этом случае почти всегда имеется переключатель, обеспечивающий сложение сигналов левого и правого каналов, так что стереофонический сигнал может быть воспроизведен в моно-

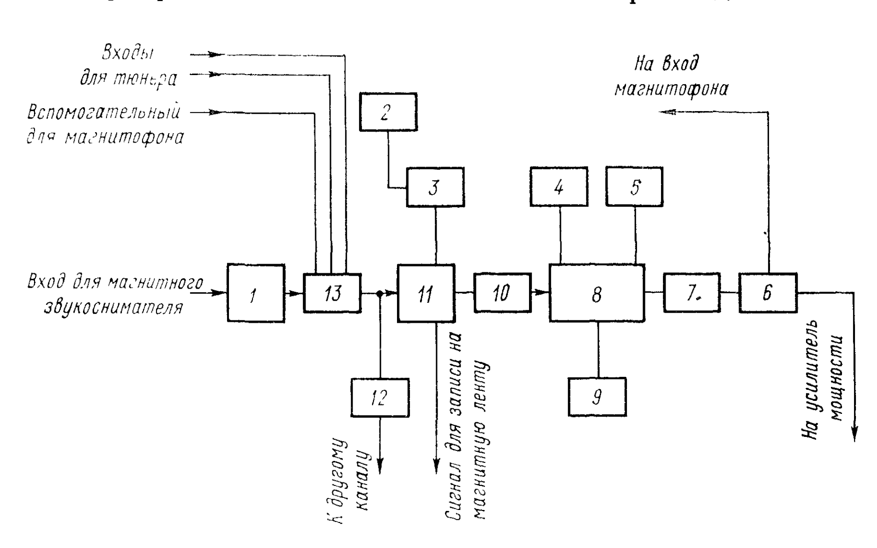


Рис. 3.1. Структурная схема предварительного усилителя

1 — предусилитель RIAA; *2* — громкость; *3* — уровень громкости; *4* — НЧ; *5* — ВЧ; *6* — контроль ленты; *7* — баланс; *8* — усилитель регулятора тембра; *9* — ВЧ-фильтр; *10* — НЧ-фильтр; *11* — предусилитель; *12* — моно-стерео; *13* — переключатель питания

режиме (т. е. суммарный сигнал состоит из сигнала левого канала и сигнала правого канала). Монофонический сигнал, поданный на вход одного канала, будет подан на оконечные усилители мощности обоих каналов — левого и правого. В режиме «моно» оба стереоканала соединены параллельно в какой-нибудь точке предварительного усилителя (в зависимости от конструкции).

Переключатель режимов моно-стерео может иметь дополнительные группы коммутирующих элементов, которые обеспечивают моносигнал со входа правого канала и моносигнал со входа левого канала, а также сумму этих моносигналов и стереосигнал.

На рис. 3.1 изображена структурная схема предварительного усилителя и указаны функции, которые он может выполнять.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ НА ВХОДЕ

Степень предварительного усиления зависит от уровня сигналов источника, которые должны подаваться на входы усилителя. Уровни сигналов разных источников отличаются между собой.

Типовые значения чувствительности и входного сопротивления приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Источник входного сигнала	Чувствительность, мВ	Входное сопротивление, кОм
Магнитный звукосниматель	2—5	47—100
Керамический звукосниматель (с учетом коррекции)	30—100	22—100
Керамический звукосниматель (без коррекции)	100—300	2 МОм и выше
Тюнер	50—500	100 и выше
Вспомогательный	100—500	50—100 и выше
Магнитофон	50—200	100—470
Микрофон	1—5	47—220

ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ ДЛЯ ЗАПИСИ НА МАГНИТНУЮ ЛЕНТУ

Выход для записи на магнитную ленту может иметь чувствительность от 200 мВ при номинальной чувствительности на входе 0,1 до 2 мВ на 1 кОм сопротивления нагрузки (параметр стандарта DIN); общепринятое значение составляет около 40 мВ при нагрузке 47 кОм. Сигнал снимается с низкоомного участка цепи и подается к гнезду записи на магнитную ленту (обычно контакты 1 и 4 разъема по стандарту DIN для левого и правого каналов соответственно) через высокоомный резистор (см. рис. 3.31). Этот сигнал, по существу, является сигналом, близким к постоянному току, так что напряжение нагрузки будет зависеть от ее сопротивления. Если, например, ЭДС источника сигнала составляет 1 В, а сопротивление цепи 1 МОм, то ток сигнала будет 1 мкА. Этот ток, проходя через нагрузку с сопротивлением 47 кОм, будет создавать напряжение на нагрузке 47 мВ. Это значение и является уровнем сигнала при записи на ленту. Иными словами, на каждый 1 кОм сопротивления нагрузки приходится разность потенциалов сигнала 1 мВ. Это и есть требование стандарта DIN.

Одним из преимуществ рассматриваемого выхода усилителя является то, что магнитофон с высокой чувствительностью может обеспечивать сигнал требуемой мощности при непосредственном его подключении к этому выходу. Низкое входное сопротивление магнитофона шунтирует выходное сопротивление

предварительного усилителя, в результате чего обеспечивается хорошее отношение сигнал-шум. Другое преимущество состоит в том, что короткое замыкание на выходе магнитофона не будет отражаться на нормальной работе предварительного усилителя.

Однако если сопротивление на входе магнитофона очень большое, то может произойти ослабление высоких частот, так как в этом случае емкость проводников, по которым подводится сигнал от предварительного усилителя к магнитофону, может оказаться достаточно большой, что слишком рано вызовет ослабление высоких частот со скоростью 6 дБ на октаву из-за наличия цепи *RC*.

Сигналы для записи на магнитную ленту подаются на разъемы типа фирмы RCA (а некоторые на разъемы типа DIN) от предварительно настроенных цепей, имеющих значительно меньшее сопротивление, чем по стандарту DIN. При этом на вход магнитофона поступает почти вся ЭДС источника сигнала. Предварительная настройка позволяет обеспечить уровень сигнала, соответствующий чувствительности входа магнитофона.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ВХОДНОГО СИГНАЛА

Из-за сравнительно большой чувствительности на входе, требуемой для магнитного звукоснимателя, а также для обеспечения необходимой частотной коррекции этого сигнала с целью приведения частотной характеристики в соответствие с характеристикой записи, применяют самостоятельный предварительный усилитель по стандарту RIAA. Этот усилитель может иметь два или три транзистора в цепи отрицательной обратной связи для коррекции частотной характеристики. Типовая двухтранзисторная схема показана на рис. 3.2.

Каждый каскад выполнен по схеме с общим эмиттером. Между каскадами используется непосредственная связь и параллельная обратная связь по постоянному току от эмиттера транзистора *T2* к базе транзистора *T1* через резистор *R1*. Конденсатор *C1* с номиналом 100 мкФ служит в качестве развязывающего по постоянному току.

Отрицательная обратная связь подается с коллектора транзистора *T2* на эмиттер транзистора *T1* через цепочку *R2, R3, C2* и *C3*, которая обеспечивает требуемую частотную коррекцию в соответствии со стандартом RIAA за счет обратной связи, избирательной по частоте. Цепочку можно рассматривать как два звена фильтра, одно из которых дает характеристику с ограничением высоких частот с частотой разделения 2 кГц, другое — характеристику с повышением низких частот на 20 дБ при частоте разделения 500 Гц.

Схемы такого типа отличаются по элементам, но обычно всегда постоянный ток проходит через петлю обратной связи —

в данном примере через $R2$. Режим работы усилителя при этом стабилизируется.

В результате корреляции должна обеспечиваться характеристика, обратная характеристике записи (см. гл. 7 и 8). Таким образом, сигнал от предварительного усилителя подается к каскадам регулировки практически с постоянной амплитудно-частотной характеристикой. Это значит, что при воспроизведении записи, выполненной по стандарту RIAA, можно получить равномерную характеристику во всем частотном спектре на выходе магнитного звукоснимателя.

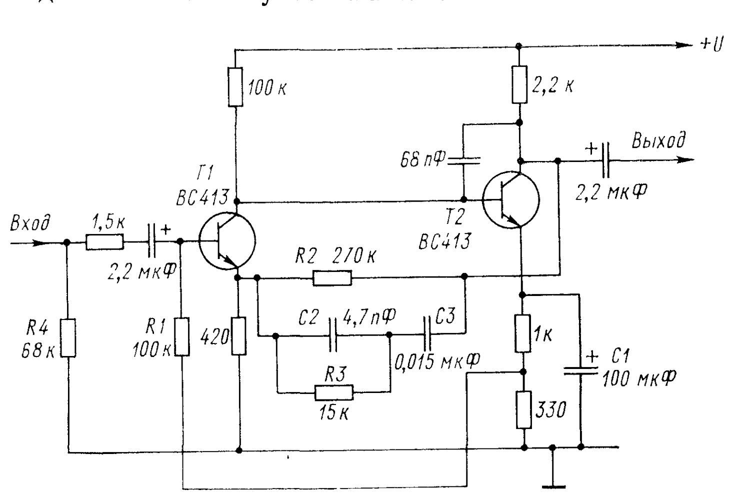


Рис. 3.2. Предварительный усилитель магнитного звукоснимателя с коррекцией частотной характеристики (в соответствии со стандартом RIAA) усилителя серии «600» фирмы «Армстронг»

На рис. 3.3 показана форма частотной характеристики по стандарту RIAA, а на рис. 3.4 — реальная частотная характеристика для схемы, приведенной на рис. 3.2.

На рис. 3.5 приведена частотная равномерная характеристика на выходе, полученная при входном сигнале, имеющем вид вектора скорости записи по стандарту RIAA.

Следует заметить, что кривые на рис. 3.4 и 3.5 были получены при подаче на усилитель (через фильтр, обеспечивающий характеристику записи по стандарту RIAA) сигнала от источника сопротивлением 700 Ом по экранированному кабелю.

Хотя схема на рис. 3.2 правильно отражает ЭДС магнитного звукоснимателя, однако совсем не отражает электрической схемы звукоснимателя, приблизительный эквивалент которой показан на рис. 3.6. В действительности индуктивность L довольно плохо демпфируется; кроме того, присутствует емкость, обусловленная обмоткой. Эта схема согласована со вхо-

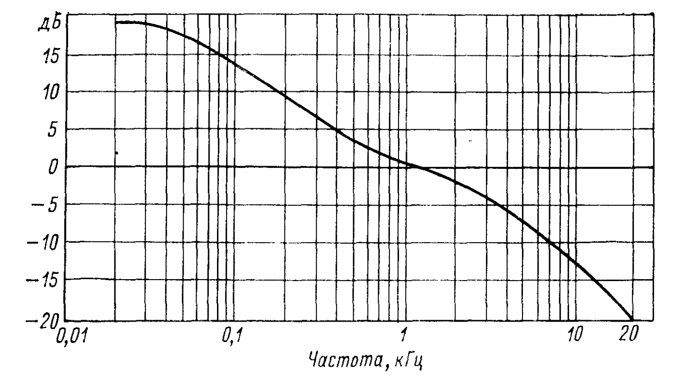


Рис. 3.3. Форма частотной характеристики при воспроизведении по стандарту RIAA

Она является обратной кривой при записи по стандарту RIAA (см. гл. 7 и 8)

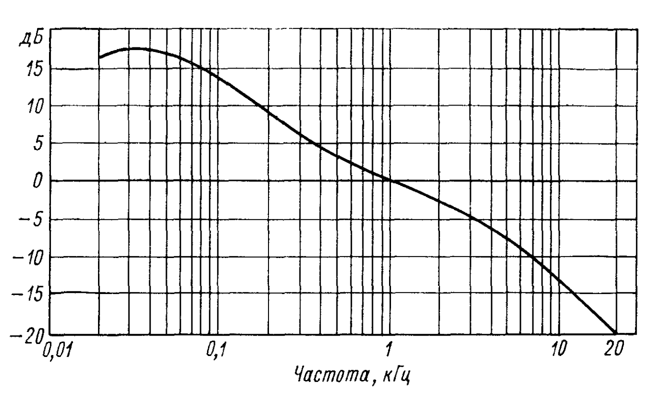


Рис. 3.4. Форма частотной характеристики, полученная по результатам измерений параметров предварительного усилителя, схема которого приведена на рис. 3.2

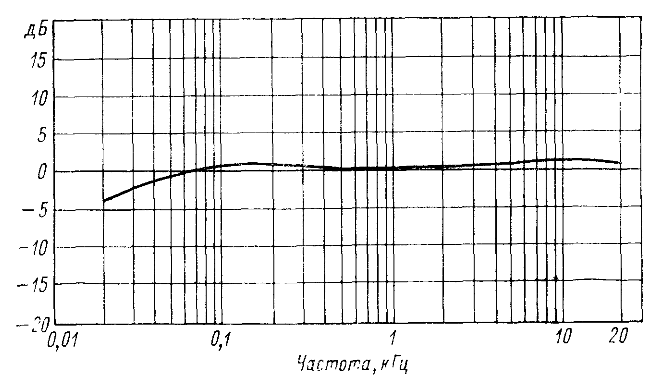


Рис. 3.5. Отклонение от стандарта RIAA

Входной сигнал подается на предусилитель (рис. 3.2) от источника сопротивлением около 700 Ом и имеет вид вектора скорости записи по стандарту RIAA

дом предварительного усилителя, приведенного на рис. 3.2. Поскольку для соединения применен экранированный кабель, то имеется также емкостная составляющая.

Кроме того, входное сопротивление предварительного усилителя, соответствующего требованиям RIAA, является нагрузкой звукоснимателя. Причем общее значение сопротивления

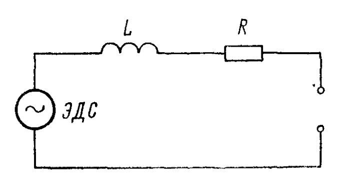


Рис. 3.6. Приблизительная эквивалентная электрическая схема магнитной головки звукоснимателя

составляет около 47 кОм. Эта величина в схеме на рис. 3.2 достигается посредством параллельного соединения *R4* со входным сопротивлением предварительного усилителя.

Таким образом, мы заканчиваем рассмотрение схемы, подобной схеме, изображенной на рис. 3.7.

Без индуктивного сопротивления R_L схема действует как фильтр нижних частот без оконечной нагрузки, который в за-

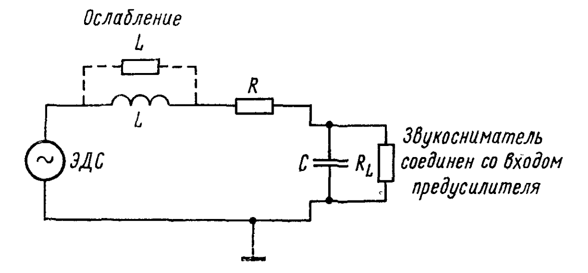


Рис. 3.7. Эквивалентная электрическая схема магнитного звукоснимателя, соединенного посредством экранированного кабеля со входом предварительного усилителя, имеющего частотную коррекцию, соответствующую стандарту RIAA

висимости от величин *L*, *C* и *R* может иметь частотную характеристику, подобную характеристике, приведенной на рис. 3.8.

Однако если магнитная головка нагружена на индуктивное сопротивление R_L, то частотная характеристика видоизменяется в высокочастотной части диапазона (кривая *1* на рис. 3.9). Эта характеристика получена для схемы, приведенной на рис. 3.2, когда приложена ЭДС, соответствующая характеристике записи по стандарту RIAA, от источника сигнала с номинальной индуктивностью 500 мГн и сопротивлением 1400 Ом (т. е. го-

ловка Shure V 15/III соединена последовательно с нагрузкой сопротивлением около 47 Ом). Причем источник сигнала соединен со входом предварительного усилителя через экранированный кабель, имеющий емкость около 150 пФ. Приблизи-

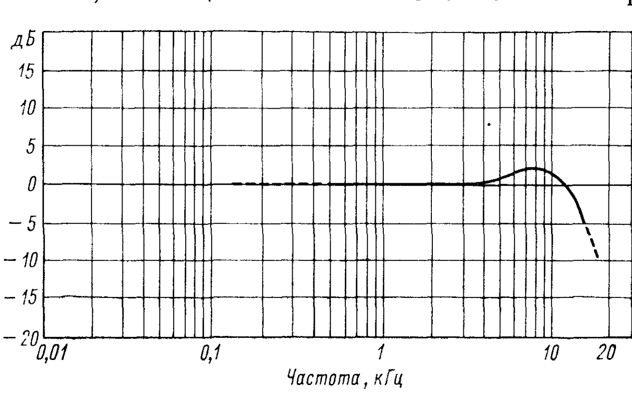


Рис. 3.8. Форма частотной характеристики на выходе предварительного усилителя, полученной от магнитной головки, соединенной со входом усилителя с помощью экранированного кабеля, без подключения нагрузки или с очень большой нагрузкой

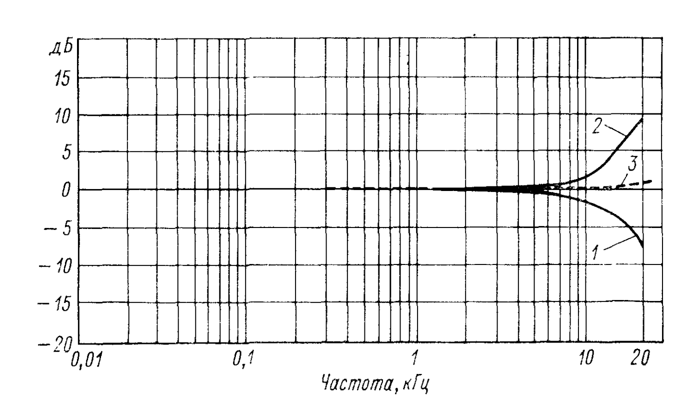


Рис. 3.9. Частотная характеристика головки Shure V 15/III на выходе схемы, приведенной на рис. 3.2, когда головка соединена со входом посредством экранированного кабеля емкостью 150 пФ

1 — соответствие ЭДС источника сигнала характеристике записи по RIAA; *2* — приблизительная механическая характеристика той же головки; *3* — равномерная выходная характеристика

тельно такую же емкость на канал имеет кабель, соединяющий звукосниматель с усилителем системы Hi — Fi.

Следует отметить, что это касается лишь электрической части характеристики звукоснимателя. Общая характеристика представляет собой взаимозависимость характеристики механических резонансов и электрической характеристики. И та и

другая зависимости тщательно корректируются в высококачественных головках звукоснимателей для получения равномерной общей частотной характеристики на выходе. Кривая *2* на рис. 3.9 отражает общий характер механического резонанса головки Shure V 15/III на высоких частотах и дополняет кривую *1*. Следовательно, выходная характеристика, обусловленная кривыми *1* и *2*, является практически равномерной, что показано кривой *3*.

Таким образом, на высокочастотную характеристику магнитной головки влияют характер нагрузки в соответствии с коррекцией предварительного усилителя по RIAA и емкость экранированных соединительных кабелей. Большинство изготовителей головок звукоснимателей устанавливают электрические и механические параметры с таким расчетом, чтобы получить наилучшую высокочастотную характеристику при нагрузке около 47 кОм. Поэтому разработчики усилителей используют именно эту величину. Вообще желательно, чтобы емкость соединительных кабелей была как можно меньше (т. е. чтобы кабели были как можно короче), но характер влияния параллельной емкости и сопротивления нагрузки на высокочастотную характеристику зависит от значения индуктивности. Оптимальной нагрузкой для головки Shure V 15/III является сопротивление 47 кОм, включенное параллельно с общей емкостью 400—500 пФ (с учетом входной емкости предварительного усилителя). Вместе с тем обычно указывается, что сопротивление нагрузки до 70 кОм может быть согласовано при почти незаметных изменениях частотной характеристики. В этом отношении к некоторым другим головкам предъявляются меньшие требования, чем к Shure V 15/III.

К сожалению, это еще не все. Некоторые предварительные усилители с частотной коррекцией в соответствии с требованиями стандарта RIAA имеют меньшую чувствительность к сигналу с реактивным сопротивлением, появляющемуся в цепи отрицательной обратной связи. Это видоизменяет характер обратной связи, особенно в высокочастотной части характеристики.

Частотная характеристика, соответствующая кривой *1* на рис. 3.9, вполне приемлема. При необходимости же для более точного совпадения с кривой *2* ее можно изменить простым изменением нагрузки на входе предварительного усилителя (т. е. номинала *R4* на рис. 3.2).

В соответствии с характером обратной связи входное сопротивление усилителя, изображенного на рис. 3.2, высокое, а это значит, что фактическая нагрузка головки (47 кОм), по существу, определяется сопротивлением резистора *R4*.

Характеристика, показанная кривой *1* на рис. 3.10, была получена в предварительном усилителе с коррекцией по стандарту RIAA, по построению схемы отличающемся от предварительного

усилителя, изображенного на рис. 3.2. Сигнал подавался от головки V 15/III фирмы «Шуар» (Shure) по способу, описанному выше. Реактивные элементы головки в цепи отрицательной обратной связи вызывают слабый подъем характеристики на самых высоких частотах перед их спадом, так что характеристика весьма похожа на характеристику фильтра нижних частот (рис. 3.8). Поскольку характеристика механического резонанса не позволяет достичь этого сходства полностью, то частотная характеристика головки, воспроизводящей грамзапись, будет

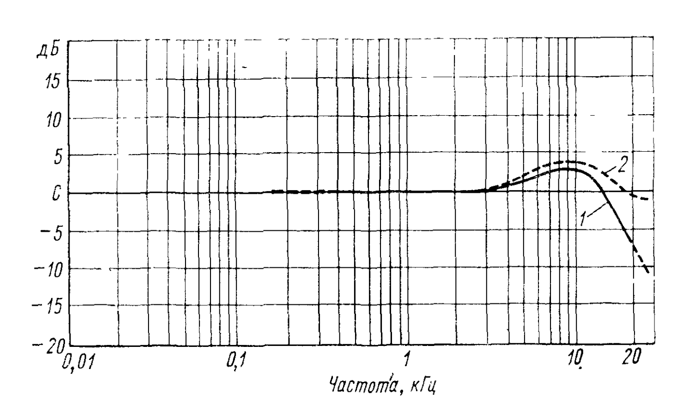


Рис. 3.10. Влияние реактивных элементов магнитной головки в цепи отрицательной обратной связи на частотную характеристику (кривая *1*) и вероятная частотная характеристика с учетом механического резонанса (кривая *2*)

стремиться иметь форму кривой *2*. Погрешность характеристики, обусловленная «выравниванием», может рассматриваться как изменение $Z_{вх}$ с увеличением частоты. В хороших конструкциях она мала. Например, модель 33 фирмы «Квод» (Quad) имеет погрешность менее 5% во всем спектре.

БУФЕРНЫЕ КАСКАДЫ

Для устранения влияния реактивных элементов головки на корректирующую обратную связь и для уменьшения до минимума риска перегрузки (см. ниже) необходимо разделение звукоснимателя и предварительного усилителя. Метод разделения путем включения буферных каскадов был принят фирмой «Кэмбридж» для усилителей серии «Р» (рис. 3.11).

На рис. 3.12 показана структурная схема первых каскадов, а на рис. 3.13 — схема, включающая в себя каскад с коррекцией, выполненной по требованиям стандарта RIAA.

Каскад *У1*, построенный на транзисторах *Т1* и *Т2*, представляет собой эмиттерный повторитель Дарлингтона, который применяется для ослабления действия регулятора громкости *R'1* и обеспечения его низкого сопротивления, чтобы создать макси-

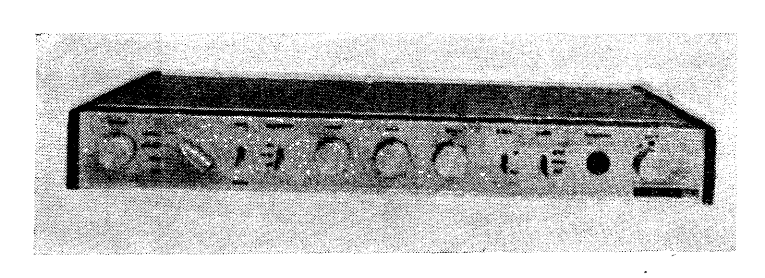


Рис. 3.11. Усилитель Р50 фирмы «Кэмбридж», в котором каскад предварительного усилителя, выполненного с учетом требований стандарта RIAA, отделен от звукоснимателя

мальное усиление каскада *У2*. Каскад *У2* содержит усилитель, выполненный на транзисторе *Т3*, имеющий большое усиление по напряжению, и эмиттерный повторитель на транзисторе *Т4* с общей обратной связью по постоянному току. Регулятор гром-

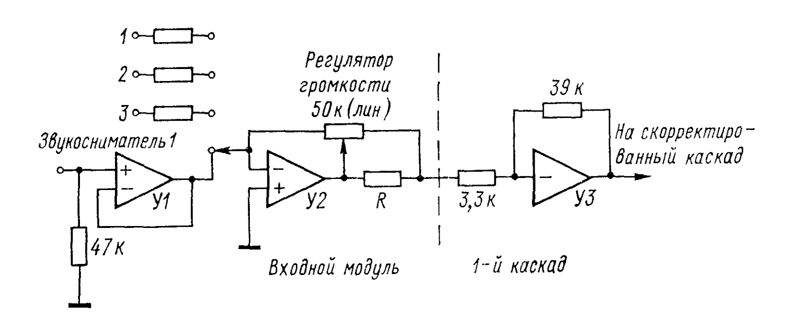


Рис. 3.12. Структурная схема входных каскадов усилителей серии «Р» фирмы «Кэмбридж»

1 — радиоприемник; *2* — дополнительный вход; *3* — звукосниматель 2

кости *R'1* регулирует отрицательную обратную связь, а следовательно, и усиление каскада.

Сигнал с выхода каскада *У2* поступает на вход каскада *У3*, затем через транзистор *Т5* на выходной каскад, выполненный на транзисторе *Т6*, где введена коррекция по RIAA для подключения звукоснимателя.

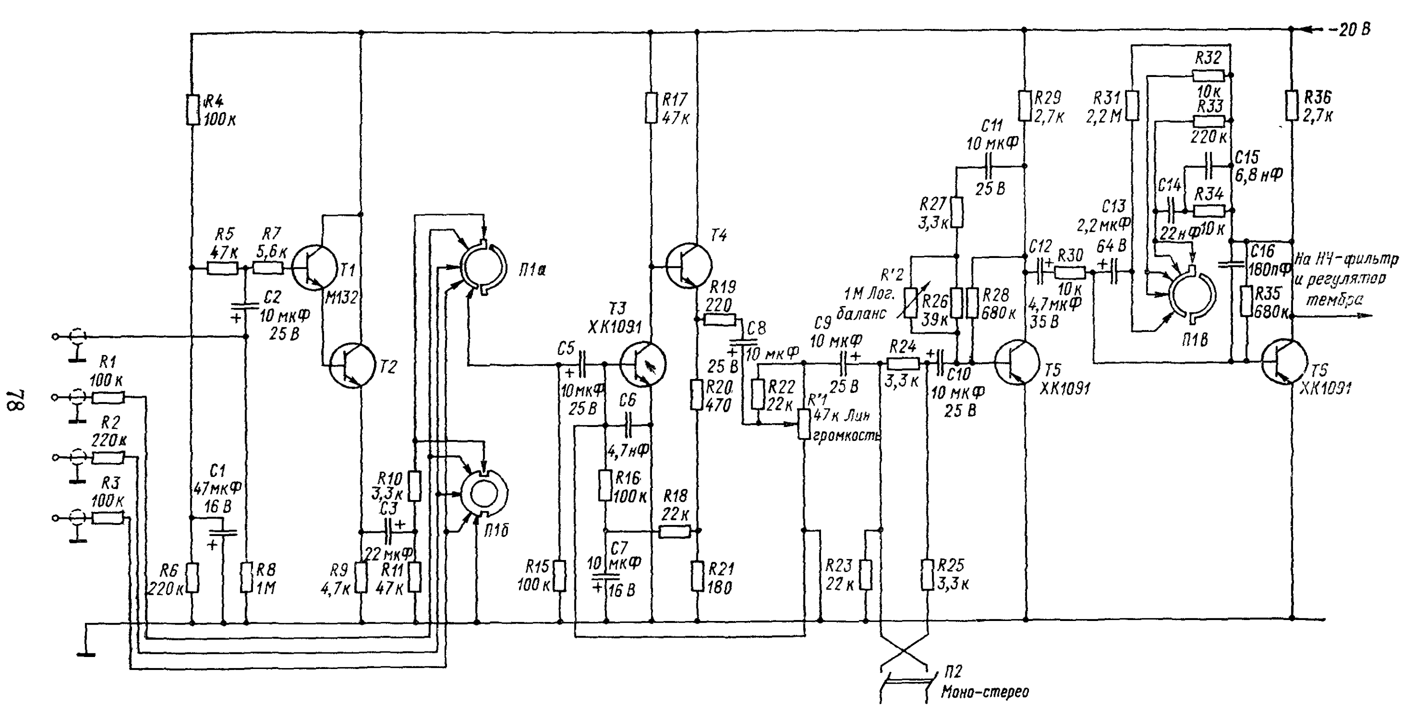


Рис. 3.13. Схема входных каскадов усилителей серии «Р», включая каскад предварительного усилителя с коррекцией по стандарту RIAA

Схема регулировки усиления, связанная с каскадом *У2*, нуждается в более детальном рассмотрении, поскольку она разработана с учетом обеспечения требуемой зависимости усиления от угла поворота ручки регулятора громкости.

Из рис. 3.12 видно, что при закороченном резисторе *R* усиление каскада *У2* будет регулироваться линейно регулятором громкости. Если предположить, что резистор *R* совсем исключен, то усиление каскада *У2* будет все же регулироваться регулятором громкости, но при этом эффективное усиление каскада *У3* будет также изменяться при повороте ручки регулятора громкости, поскольку часть потенциометра, находящаяся снаружи петли обратной связи каскада *У2*, соединена последовательно с каскадом *У3*. Эффект получается такой, что когда ручка регулятора поворачивается от нулевого положения, общее усиление каскадов *У2* и *У3* сначала увеличивается линейно, а затем по квадратичному закону до максимального значения. После этого усиление ограничивается резистором с сопротивлением 3,3 кОм, соединенным последовательно со входом каскада *У3*. Практика показала, что квадратичная зависимость обусловливает слишком резкое действие регулятора громкости. Поэтому в схему введено сопротивление (на рис. 3.13 резистор *R22* на 22 кОм) для ослабления действия регулятора громкости при регулировке усиления. При включенном резисторе с сопротивлением 22 кОм обеспечивается усиление около — 20 дБ при повороте ручки регулятора наполовину.

При переключении переключателя *П1в* в положение «звукосниматель» включается корректирующая цепь обратной связи *R33*, *C15* и *R34* с коллектора транзистора *Т6* на его базу через *C13*. В положениях переключателя для подключения радиоприемника и включения универсального входа усиление каскада на транзисторе *Т6* устанавливается резистором *R32*.

С помощью переключателя *П1а* выбирается подключаемый источник сигнала, а переключателем *П1б* закорачиваются входы для подключения источников сигнала, не используемых в данный момент, и таким образом устраняются перекрестные помехи.

Вход *2* (звукосниматель 2) подключен к каскаду *У2*, а каскад *У1* используется только для входа *1* (звукосниматель 1), который имеет наибольшую чувствительность по сравнению с другими входами.

Поскольку входное сопротивление каскада *У1* велико, нагрузка для головки звукоснимателя *1* практически полностью определяется сопротивлением резистора *R5* на рис. 3.13. Таким образом, головка имеет почти идеальную оконечную нагрузку 47 кОм, при которой обратная связь по стандарту RIAA не влияет, так как она достаточно удалена от входа.

Кривая на рис. 3.14 получена при подаче на вход *1* (звукосниматель 1) сигнала от источника усилителя с параметрами головки Shure V 15/III методом, рассмотренным ранее. При этом обеспечивалось такое затухание высоких частот, как если бы головка была подключена к резистору с сопротивлением 47 кОм с учетом емкостных выводов, подключаемых кабелей, использованных при измерении.

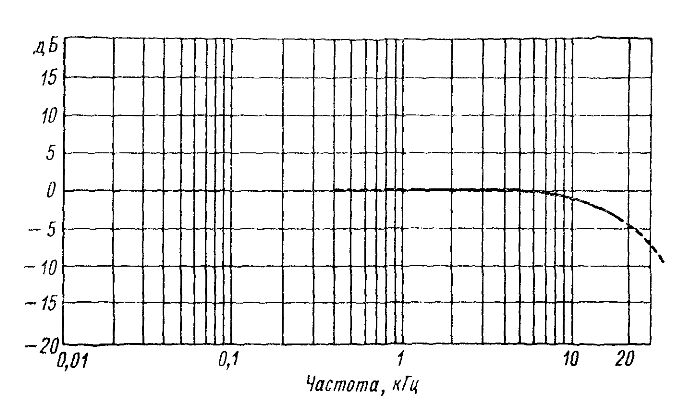


Рис. 3.14. Электрическая характеристика на выходе усилителя Р50 фирмы «Кэмбридж» для головки звукоснимателя Shure V 15/III

Головка соединена со входом 1 посредством экранированного кабеля емкостью приблизительно 150 пФ. ЭДС источника соответствует характеристике скорости записи по стандарту RIAA

Коррекция по стандарту RIAA посредством отрицательной обратной связи может быть достигнута разными методами, два из которых уже были рассмотрены (см. рис. 3.2 и 3.13).

ЕЩЕ ОДИН МЕТОД КОРРЕКЦИИ

Этот метод предусматривает использование ослабления высокочастотной составляющей воспроизводимого спектра за счет последовательного включения резистивного элемента (см. рис. 3.3).

Цепь коррекции частотной характеристики вводится только на низких частотах для обеспечения звуковоспроизведения на низкочастотной части характеристики.

Поскольку для этого требуется последовательное включение сопротивления в цепь головки звукоснимателя, то входной каскад строится с низким входным сопротивлением за счет параллельной обратной связи коллектор — база (обратная связь эмиттера увеличивает входное сопротивление). Таким образом, можно выбрать последовательное сопротивление в дополнение к индуктивному сопротивлению головки звукоснимателя. Недо-

статком этого метода является то, что он неуниверсальный: разные головки требуют разных значений последовательного сопротивления.

СХЕМА НА ТРЕХ ТРАНЗИСТОРАХ

Другая схема, выполненная на трех транзисторах, приведена на рис. 3.15. Она относится к приемникам и усилителям ряда R/P 4000 фирмы «Сонаб» (Sonab). Корректирующая цепь

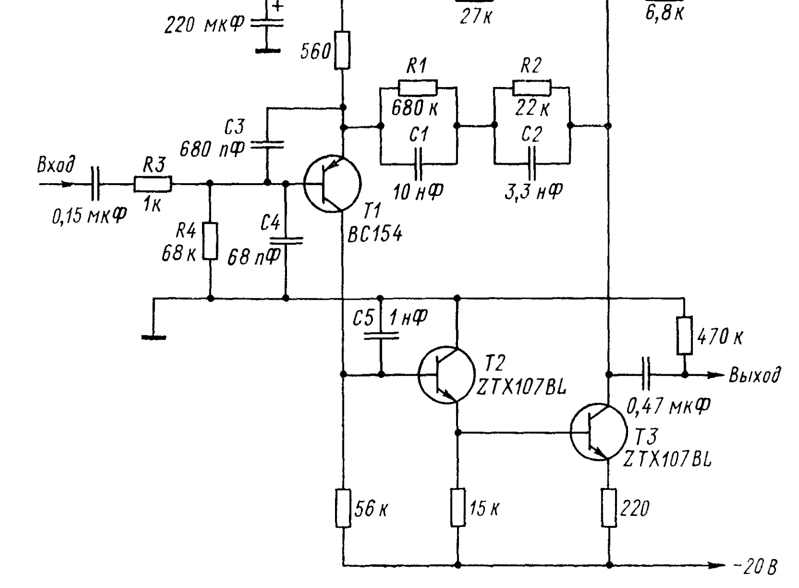


Рис. 3.15. Схема предварительного усилителя звукоснимателя на трех транзисторах с коррекцией по стандарту RIAA, примененная в усилителе модели P4000 фирмы «Сонаб» и в тюнере-усилителе R4000

В этой схеме для коррекции используется последовательная цепь обратной связи с коллектора транзистора *T3* на эмиттер транзистора *T1*

обратной связи замыкается с коллектора транзистора *T3* на эмиттер транзистора *T1* через элементы *R1, C1* и *R2, C2.*

Особенностью этой схемы является то, что в ней используется симметричный источник питания +20 В и —20 В. В схеме применена непосредственная связь, причем *T1* представляет собой *p-n-p*-прибор, а *T2* и *T3* — *n-p-n*-приборы.

ЦЕПИ ФИЛЬТРАЦИИ ПО ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ

В связи с высокой чувствительностью предварительного усилителя для магнитного звукоснимателя и большой шириной полосы частот из-за применения транзисторов с большим зна-

чением f_T при эксплуатации аппаратуры в местах, где имеются передающие радиостанции с высоким уровнем сигнала, может произойти проникновение этих радиовещательных или телевизионных сигналов на переход база — эмиттер входного транзистора, который может выполнять роль детектора.

Прием этих звуковых сигналов будет осуществляться с низким уровнем, но они будут подаваться на последующие каскады усилителя одновременно с сигналом от основного источника.

В схеме, приведенной на рис. 3.15, фильтрация обеспечивается с помощью резистора *R3*, включенного на входе, и конденсаторов *C3* и *C4*. Конденсатор *C4* оказывается включенным параллельно головке, что приводит к увеличению емкости экранированного провода, по которому подается сигнал. Однако в данной конструкции головка имеет оконечную нагрузку *R4* сопротивлением 68 кОм. Дальнейшая фильтрация обеспечивается конденсатором *C5* емкостью 1 нФ.

В схеме, приведенной на рис. 3.15, фильтрация обеспечивачивается резистором 1,5 кОм на входе и емкостью 68 пФ между базой и коллектором транзистора *T2*. Однако в сильных высокочастотных полях может потребоваться дополнительная фильтрация за счет включения конденсатора емкостью 1 нФ между базой и эмиттером транзистора *T1* в непосредственной близости от транзистора.

Это решение может быть использовано для улучшения фильтрации в любом другом типе предварительного усилителя в случае значительного проникновения помех радиостанций. Такая фильтрация помогает также устранять электрические помехи.

Другим путем проникновения сигналов передающих радиостанций является непосредственная наводка их на элементы схемы. В этом случае только тщательное экранирование предварительных каскадов с низким уровнем усиливаемого сигнала может полностью устранить это явление.

Сигнал помехи может быть наведен также на выводы акустической системы и подан по цепи отрицательной обратной связи на вход усилителя мощности. Такое проникновение мешающего сигнала может быть устранено с помощью фильтрации или экранирования кабелей для подключения акустической системы. При этом экран должен быть соединен с общим проводом заземления. Вместе с тем такая защита не всегда является эффективной.

ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ ВХОДА ПОДКЛЮЧЕНИЯ ЗВУКОСНИМАТЕЛЯ

Чувствительность предварительного усилителя для входа подключения звукоснимателя с частотной коррекцией по стандарту RIAA определяется обратной связью. Уменьшение обрат-

ной связи позволяет увеличить усиление каскада и тем самым уровень сигналов, подаваемых на последующие каскады и имеющих на входе уровень с малой амплитудой.

Как показано на рис. 3.2, обратную связь, а следовательно, и чувствительность на входе можно изменить за счет изменения значения сопротивления в цепи эмиттера транзистора *T1*. В упомянутых выше усилителях фирмы «Армстронг» сопротивление в цепи эмиттера можно изменять переключателем. При этом низкая чувствительность получается при сопротивлении 1,8 кОм, а высокая — при параллельном подключении к сопротивлению 1,8 кОм сопротивления 560 Ом. Общее значение сопротивления составляет около 420 Ом (см. рис. 3.2). Чувствительность на входе для подключения звукоснимателя — наименьшая 10 мВ, наибольшая 2,7 мВ (на частоте 1 кГц при номинальной выходной мощности).

ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Предварительный усилитель звукоснимателя (и все последующие каскады усилителя) должен обеспечивать прохождение сигналов с динамическим диапазоном не менее 60 дБ — от са-

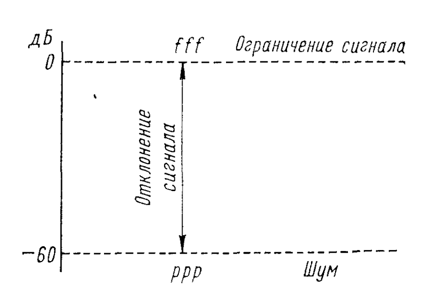


Рис. 3.16. Диапазон регулировки громкости, который должен иметь предварительный усилитель для воспроизведения полного динамического диапазона не менее 60 дБ (от сигналов, близких к уровню шума, до уровня ограничения сигналов)

мого низкого уровня (уровня шума) до самого высокого уровня (ограничение сигнала) — рис. 3.16. Это может быть достигнуто, если после входного каскада включить каскад предварительного усиления без коррекции. Однако в этом случае могут возникнуть проблемы, если входной каскад в действительности представляет собой предварительный усилитель с коррекцией для магнитного звукоснимателя, так как требование слабого шума противоречит требованию максимального ограничения выходного сигнала. При коррекции отрицательной обратной

связью необходимые 20 дБ для подъема частотной характеристики в области низких частот можно обеспечить только в том случае, если обратная связь на частоте 1 кГц больше 20 дБ. Обратная связь с понижением частоты уменьшается, поэтому коэффициент усиления каскадов предварительного усилителя должен быть увеличен.

Уменьшение обратной связи вызывает постепенное уменьшение запаса по перегрузке предварительного усилителя. Таким образом, хотя на частотах 1 кГц и выше запас может быть вполне приемлемый, он снижается с уменьшением частоты относительно значения на частоте 1 кГц.

ЗАПАС ПО ПЕРЕГРУЗКЕ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ ЗВУКОСНИМАТЕЛЯ

При условии, что запас по перегрузке на частоте 1 кГц достаточен, он устанавливается с учетом уменьшения выходной мощности звукоснимателя скоростного типа (магнитной головки) при уменьшении частоты. Таким образом, запас по перегрузке измеряется на частоте 1 кГц при подаче синусоидального сигнала и при обеспечении заданного уровня ограничения сигнала или заданного значения общих гармонических искажений.

Например, если чувствительность на входе на частоте 1 кГц составляет 2 мВ и пиковое ограничение сигнала, определенное по форме сигнала на экране осциллографа, подключенного к выходу предварительного усилителя, имеет место при 20 мВ, то запас по перегрузке должен быть 10 : 1 или 20 дБ. Напряжения обоих сигналов представляют собой средние квадратические величины.

Максимальные скорости записи сигналов на грампластинках в течение многих лет точно не могли быть определены. Работами, проведенными фирмой «Братья Шуар» (Shure Brothers Inc., США), было показано, что максимальные скорости записи порядка 50 см/с являются обычными для современных пластинок с широким динамическим диапазоном на высоких частотах. На рис. 3.17 приведены графики, подготовленные для Технического семинара фирмы «Шуар» в 1973 г. Они отражают зависимость между надежностью следования иглы звукоснимателя по канавке (термин, введенный фирмой «Шуар»), частотой и амплитудой записываемого сигнала. Здесь показывается, что максимальные скорости, приближающиеся к 25 см/с на частоте 1 кГц, осуществимы. Хотя многие хорошие по качеству магнитные головки имеют на выходе сигнал со средним квадратическим значением 1 мВ (1,4 мВ — максимальное) на 1 см/с скорости, существуют конструкции, имеющие максимальное значение 4 мВ или больше на 1 см/с скорости записи. Поэтому

в некоторых случаях на частоте 1 кГц на входе магнитного звукоснимателя усилителя могут оказаться пиковые значения музыкального сигнала с амплитудой около 100 мВ. Чтобы воспроизвести их без ограничения сигнала, предварительный усилитель должен быть рассчитан, по крайней мере, на среднее квадратическое значение сигнала 70 мВ до наступления ограничения сигнала на частоте 1 кГц. Более высокие пиковые значения амплитуд сигнала на частотах ниже 1 кГц при этом будут автоматически обеспечены за счет большой обратной связи, как уже отмечалось. Наоборот, уменьшение запаса по пере-

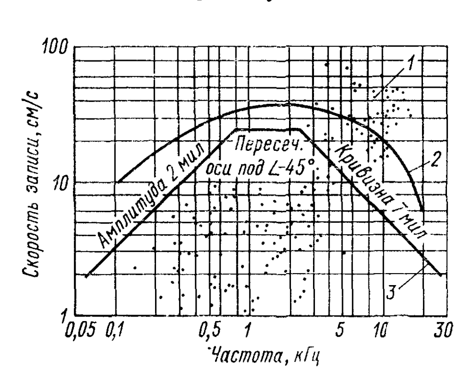


Рис. 3.17. Диаграмма, показывающая зависимость между надежностью следования иглы головки фирмы «Шуар» и записанным сигналом, а также наличие больших скоростей записи при высоких частотах (см. текст)

Головка V 15/III фирмы «Шуар» имеет лучшую надежность следования, чем головка V 15/II (1 мил=0,001 дюйм=25,4 мм)

1 — точки измерения; *2* — путь следования головки V 15/II; *3* — площадь записи

грузке (относительно значения на частоте 1 кГц) со снижением частоты компенсируется уменьшением пиковых значений, полученных при записи на меньших частотах, как показано на рис. 3.17.

Схема, приведенная на рис. 3.2, служит для согласования входных сигналов со средним квадратическим значением 70 мВ в положении переключателя с высокой чувствительностью и сигналов 300 мВ в положении переключателя с низкой чувствительностью до ограничения сигнала. Сигнал в данном случае ограничивается последующим каскадом. Поскольку в положении переключателя с низкой чувствительностью будет использоваться головка с высоким уровнем сигнала на выходе, предварительный усилитель не будет подвергаться перегрузкам.

При использовании схемы усилителя фирмы «Сонаб» на трех транзисторах, приведенной на рис. 3.15, обеспечивается перегрузка по отношению к сигналу 2 мВ на частоте 1 кГц более 36 дБ. Это составляет среднее квадратическое значение 126 мВ. Результаты испытаний показывают точку ограничения сигналов около 200 мВ.

Схема усилителя фирмы «Кэмбридж», приведенная на рис. 3.13, несколько отличается. Она имеет ограничение по перегрузке, поскольку скорректированный каскад включен после регулятора громкости. Таким образом, скорректированный каскад не способствует получению большого усиления на частоте 1 кГц.

В действительности усиление на частоте 1 кГц составляет около 1, что дает большие возможности для удовлетворения требований подъема частотной характеристики на 20 дБ в области низких частот, при этом схема не выходит за пределы запаса по обратной связи.

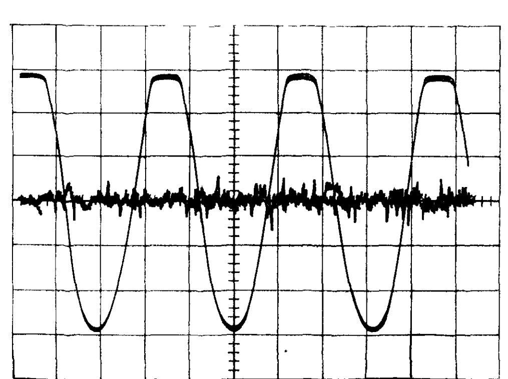


Рис. 3.18. Осциллограммы ограничения синусоидального сигнала из-за перегрузки предусилителя и воспроизведения музыкального сигнала, записанного со средним уровнем через звукосниматель и предусилитель того же типа

В этом случае запас по перегрузке — достаточный

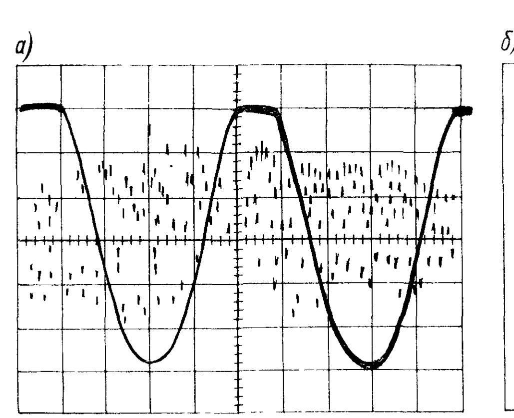
Кроме того, так как выходной сигнал (или любой другой программный сигнал) «нормализуется» до поступления его на скорректированный каскад, то получается очень большой запас по перегрузке при среднем положении регулятора громкости, значительно больший указанного выше. Значительный запас по перегрузке по отношению к чувствительности на частоте 1 кГц имеется также в большей части диапазона низких частот. Это делает схему устойчивой к перегрузке на самых низких частотах, как, например, к сигналам, обусловленным вибрацией электропроигрывателей, деформацией грампластинок и т. д.

Некоторые усилители имеют регулятор входного уровня. Однако ослабление сигнала на входе с целью увеличения запаса по перегрузке нежелательно, поскольку это может уменьшить входное сопротивление и этим самым ухудшить отношение сигнал-шум.

Не говоря уже о переходных интермодуляционных искажениях, искажения, связанные с перегрузками предварительного усилителя звукоснимателя, автор оценивает как основную при-

чину возникновения искажений при воспроизведении грамзаписей с высокими пиковыми скоростями, воспринимаемых на слух как скрип. Эти искажения сходны с искажением, обусловленным неправильным следованием иглы звукоснимателя по канавке.

Осциллограмма на рис. 3.18 показывает ограничение синусоидального сигнала предварительного усилителя и воспроизведение музыкального сигнала, записанного со средним уровнем, на выходе предварительного усилителя одного и того же типа. Запас по перегрузке в этом случае вполне удовлетворительный.



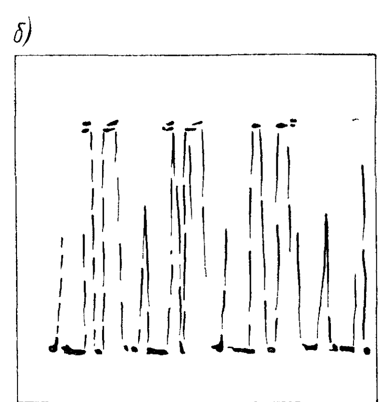


Рис. 3.19. *а* — кривая, аналогичная приведенной на рис. 3.18, однако выходной сигнал предварительного усилителя имеет подъем пиковых значений, приближаясь к порогу ограничения; *б* — кривая, показывающая, что пиковые значения большей амплитуды должны быть ограничены

Осциллограмма на рис. 3.19, *а* снята при тех же условиях, что и на рис. 3.18, но при этом выходной сигнал предварительного усилителя при пиковых значениях приближается к порогу перегрузки.

Бóльшие пиковые значения следует ограничивать (рис. 3.19, *б*), поскольку в противном случае возникнут искажения.

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ВХОДНОЙ КАСКАД

Иногда входной каскад выполняют общим для всех источников сигнала, при этом вся необходимая коррекция производится на выбранном источнике. На рис. 3.20 приведена схема такого входного каскада. Источники выбираются переключателем *П1а,* а отрицательная обратная связь включается переключателем *П1б.* Из схемы видно, что цепь коррекции *R1, C1* и *C2* включается только при подключении магнитного звукоснимателя. Резисторы же *R2, R3* или *R4* включаются при подклю-

чении входов *1, 2* или *3.* Номинальное значение сопротивления резистора, включенного таким образом, определяет усиление, а следовательно, чувствительность на входе. Чем меньше это сопротивление, тем больше обратная связь и тем меньше чувствительность на входе. Такая регенеративная цепь обратной

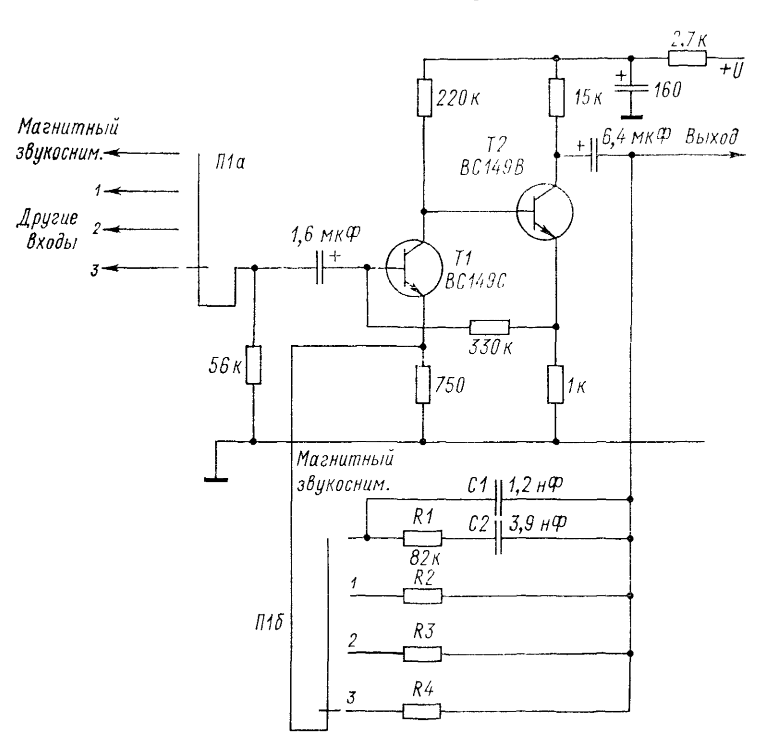


Рис. 3.20. Схема «универсального» входного каскада

связи обеспечивает так называемый плоский вход, но, безусловно, имеется возможность включить схему коррекции любого типа.

ВХОДНЫЕ КАСКАДЫ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЗВУКОСНИМАТЕЛЕЙ

Характеристика на выходе пьезоэлектрических и керамических звукоснимателей отличается от характеристики звукоснимателей скоростного типа. Сигнал на выходе увеличивается с увеличением амплитуды колебаний иглы. Это значит, что при записи по стандарту RIAA, т. е. с характеристикой, близкой к характеристикам с постоянной амплитудой, выходная ха-

рактеристика во всем спектре относительно равномерная. Отклонение от этой характеристики корректируется механизмом, встроенным в головку. Таким образом, используя в качестве нагрузки головки большое сопротивление (несколько мегаом), сигнал можно подать непосредственно на нескорректированный вход усилителя. В транзисторных схемах получение такого высокого сопротивления на входе является проблемой. Одним из решений этой проблемы может быть использование во входном каскаде полевого транзистора (ПТ) с высоким входным сопротивлением.

Другим решением является так называемая эмиттерная нагрузка каскада, которая уменьшает шунтирование сопротивления за счет уменьшения напряжения. Каскад с биполярным транзистором с общим коллектором обычно имеет большое сопротивление на входе, но максимальное значение его ограничено сопротивлением коллектора ($R_к$) и емкостью коллектора ($C_к$). Посредством эмиттерной нагрузки влияние $R_к$ и $C_к$ практически устраняется, и усилитель имеет достаточно большое сопротивление на входе. На рис. 3.21 показана схема с эмиттерной нагрузкой, а на рис. 3.22 — схема двойного эмиттерного повторителя. В последнее десятилетие для получения большого сопротивления на входе транзисторных усилителей применяют как полевые транзисторы, так и биполярные транзисторы с эмиттерной нагрузкой.

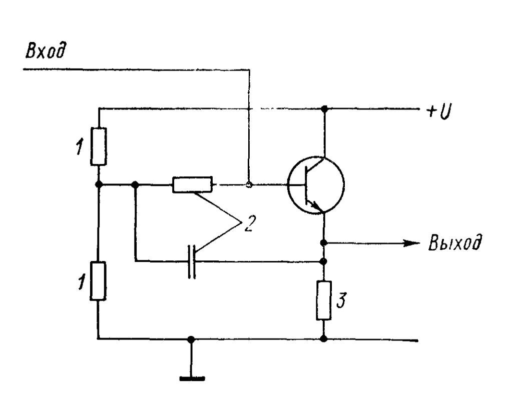


Рис. 3.21. Схема каскада с эмиттерной нагрузкой

1 — резисторы смещения; *2* — компоненты с катодной нагрузкой; *3* — нагрузка эмиттера

Наиболее простое решение заключается в том, чтобы использовать малые нагрузки для пьезоэлектрических головок. Поскольку эти головки емкостного типа (по сравнению с индуктивными магнитными головками), то цепь RC вызывает ослабление низких частот. Если выбрано достаточно низкое сопротивление, которое в сочетании с емкостью звукоснимателя обес-

печивает частоту разделения около 20 кГц или выше, то сигнал на резисторе будет иметь характеристику, приближающуюся к характеристике магнитной головки. Для «выравнивания» характеристики при этом можно использовать обычную регулировку магнитного звукоснимателя. Необходимо, однако, для

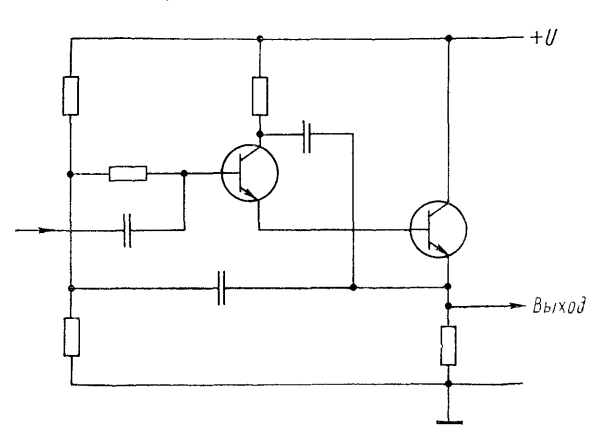


Рис. 3.22. Схема двойного эмиттерного повторителя

получения наилучших результатов использовать резистор, согласовывающийся с емкостью звукоснимателя. Общепринятое сопротивление 47 кОм на входе предварительного усилителя (по стандарту RIAA) является оптимальной величиной. Керамические головки могут иметь емкости приблизительно от 200 до 700 пФ. Пьезоэлектрические — несколько выше.

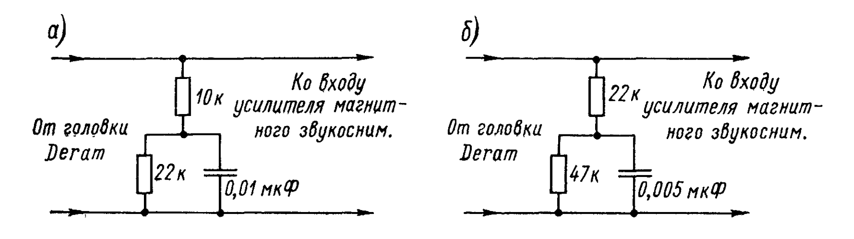


Рис. 3.23. Схема для соединения керамической головки фирмы «Дэкка Дерам» со входом усилителя для магнитного звукоснимателя: *а* — низкая чувствительность; *б* — более высокая чувствительность

Вместе с тем сигнал на выходе пьезоэлектрической головки даже с низким сопротивлением нагрузки может оказаться чрезмерно большим для входа, предназначенного для магнитного звукоснимателя. Это может вызвать ограничение сигнала, если запас по перегрузке небольшой (см. рис. 3.19, *б*). Включать аттенюатор на входе нежелательно, поскольку это способствует увеличению входного сопротивления предусилителя, что, в свою

очередь, может вызвать ухудшение отношения сигнал-шум. Почти во всех случаях соединения источника сигнала с транзисторными усилителями наилучшее отношение сигнал-шум обеспечивается при минимальном сопротивлении на входе.

Изготовители пьезокерамических головок высокого класса часто поставляют простые согласующие устройства, которые подключаются между головкой и входом усилителя, предназначенного для подключения магнитного звукоснимателя. Такое согласующее устройство, безусловно, требуется для каждого канала, чтобы обеспечить номинальную нагрузку.

Схемы, приведенные на рис. 3.23, предназначены для соединения пьезокерамического звукоснимателя «Дэкка Дерам» (Decca Deram) с усилителем. Схема на рис. 3.23, *а* обеспечивает на выходе приблизительно 1 мВ на 1 см/с, а схема на рис. 3.23, *б* — примерно 4 мВ на 1 см/с.

ОСЛАБЛЕНИЕ ЗА СЧЕТ ЕМКОСТИ

Можно также подключить пьезокерамическую или пьезоэлектрическую головку, обеспечивающую сигнал с большим уровнем на выходе, ко входу усилителя, имеющему сравнительно низкое сопротивление, при условии, что чувствительность на входе достаточно высокая. При этом используются головки, обладающие характеристиками с постоянной амплитудой. Это обеспечивается за счет подключения емкости параллельно головке. Чем больше емкость, тем больше затухание на выходе и тем меньше сопротивление на входе усилителя. Это приводит к тому, что отношение сигнал-шум не ухудшается. Сигнал на выходе примерно во столько раз уменьшается, во сколько шунтирующая емкость больше емкости головки. Чем больше шунтирующая емкость, тем лучше низкочастотная характеристика. Верхняя частота области белого шума (в герцах) равна

$$f_0 = \frac{10^6}{Z_{вх} 2\pi C}, \qquad (3.1)$$

где $Z_{вх}$ — сопротивление на входе усилителя; C — общая емкость, мкФ.

Можно также осуществить коррекцию характеристик пьезоэлектрических головок посредством обратной связи, т. е. большая шунтирующая емкость, о которой говорилось выше, в действительности получается благодаря обратной связи. Существуют другие, более сложные методы (см. рис. 3.47), но поскольку для аппаратуры Hi — Fi в основном применяются магнитные звукосниматели, то пьезокерамические головки в настоящее время несколько утратили свою значимость.

Самыми простыми схемами регуляторов тембра являются так называемые пассивные, примеры построения которых при-

ведены на рис. 3.24: *а* — для ограничения низких частот, *б* — для подъема частотной характеристики в области низких частот, *в* — для ограничения высоких частот, *г* — для подъема частотной характеристики в области высоких частот. Эти основные «блоки» обычно соединяются в одну схему регулятора тембра, как показано на рис. 3.25. Величина $R_{вх}$ — сопротивление предшествующего каскада (источника), а $R_{вых}$ — сопротивление последующего каскада (нагрузки). Схема, приведенная

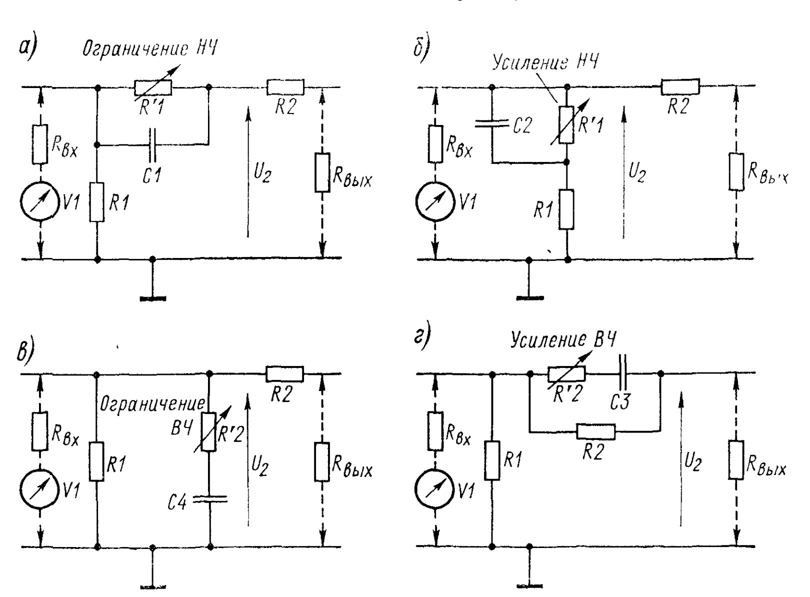


Рис. 3.24. Элементы пассивной схемы регулятора тембра, приведенной на рис. 3.25: *а* — ограничение низких частот; *б* — подъем низких частот; *в* — ограничение высоких частот; *г* — подъем высоких частот

на рис. 3.25, выполняет функцию «связи» между двумя каскадами, и, поскольку при этом происходит ослабление, необходимо обеспечить увеличение усиления. Например, подъем характеристики на низких частотах связан с ее спадом на более высоких частотах. Для схемы на рис. 3.24, *б*, не учитывая влияния R_2 и $R_{вых}$, получим напряжение U_2 на выходе на высоких частотах, в $R_1/(R_{вх}+R_1)$ раз большее входного напряжения U_1.

При $R'_1 \gg R_1$ напряжение U_2 на выходе увеличивается по отношению к U_1 с уменьшением частоты. Максимальный подъем частотной характеристики составляет $1+(R_{вх}/R_1)$ без учета влияния R_1, но с учетом влияния R_2 и $R_{вых}$ на выходное напряжение; максимальное подавление низких частот обеспечивается при $R'_1 \gg (R_{вх}+R_2+R_{вых})$. При этом U_2 падает на 6 дБ на ок-

таву при верхней частоте области белого шума f_0, равной

$$f_0 = \frac{10^6}{2\pi C\,(R_{\text{вх}} + R_2 + R_{\text{вых}})},$$

где f_0 — в герцах; C — в микрофарадах; R — в омах.

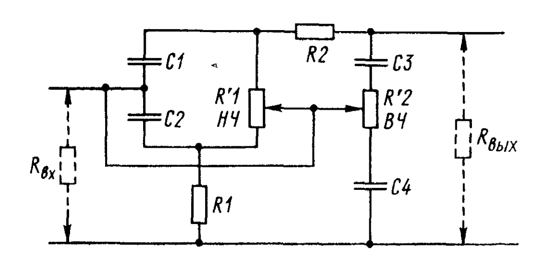


Рис. 3.25. Общая схема регулятора тембра низких и высоких частот
Компоненты обозначены так же, как на рис. 3.24

Для схемы на рис. 3.24, *в* без учета R_1, R_2 и $R_{\text{вых}}$ максимальное подавление высоких частот можно получить при $R'_2=0$. При этом напряжение U_2 на выходе падает на 6 дБ на октаву с увеличением частоты (в герцах) от $f_0=10^6/(2\pi C R_{\text{вх}})$.

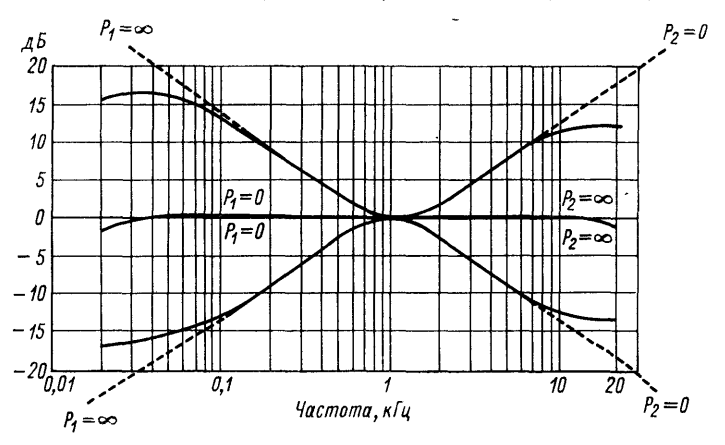


Рис. 3.26. Характеристики регулятора тембра (см. текст)

В схеме на рис. 3.24, *г* без учета влияния R_1 сопротивление R_2 вызывает спад низкочастотной характеристики, в то время как емкость C_3 уменьшает спад характеристики на высоких частотах. Максимальный подъем обеспечивается при $1+R_2/(R_{\text{вх}}+ +R_{\text{вых}})$.

Из проведенного анализа видно, что сопротивления на входе и выходе влияют на полученные результаты, как и компоненты,

которые не учитывались для простоты объяснения, но присутствуют в общей схеме, представленной на рис. 3.25.

При использовании любой одной корректирующей цепи *RC* изменение частотной характеристики может происходить со скоростью 6 дБ на октаву. Это показано на рис. 3.26 штриховыми линиями, продолжающими низкочастотную и высокочастотную характеристики. В практических схемах, безусловно, скорость несколько изменяется как в начале, так и в конце характеристики реализуемых частот. Характеристики, показанные сплошными линиями на рис. 3.26, примерно такие, какие можно ожидать в практических схемах, например, как в схеме, приведенной на рис. 3.25.

РЕГУЛЯТОРЫ ТЕМБРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Элементы *RC* обычно устанавливаются в цепи обратной связи между коллектором и базой транзистора и используются в схеме регулировки тембра. Таким образом, цепь обратной связи получается частотно-зависимой. Это показано на упрощенной схеме (рис. 3.27), где *C1* пропускает высокие частоты, а *C2* и *C3* ослабляют низкие частоты. Четыре операции: подъем и ослабление низких и высоких частот — могут быть проверены на отдельных участках схемы как с использованием пассивной цепи, так и с обратной связью, поскольку принципы в обоих случаях в основном одинаковы. При использовании «активной» схемы изменение характеристики обеспечивается благодаря тому, что элементы *RC* вызывают изменения обратной связи в нижней и верхней частях спектра на величину, определяемую положениями регуляторов низких и высоких частот.

Поскольку и подъем и ослабление частот производятся посредством регуляторов низких и высоких частот, то реактивную обратную связь можно устранить установкой регуляторов в центральное положение; тогда получится равномерная суммарная частотная характеристика. Устройство регулятора таково, что при вращении его оси от центрального положения по часовой стрелке обеспечивается постепенный подъем частотной характеристики, а против часовой стрелки — постепенный спад. В то время как скорость изменения характеристики составляет 6 дБ на октаву, форма характеристики определяется сопротивлением согласующего звена и схемой включения компонентов.

Предпочтение отдается плавным характеристикам. При соответствующем выборе компонентов, включая резисторы, включенные последовательно с обеих сторон регуляторов низких и высоких частот, с помощью схемы регулировки тембра, приведенной на рис. 3.27, можно получить характеристики, показанные на рис. 3.28.

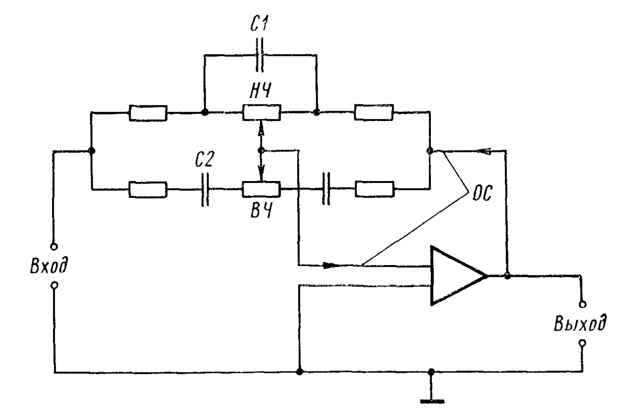


Рис. 3.27. Основная упрощенная схема регулятора тембра с обратной связью

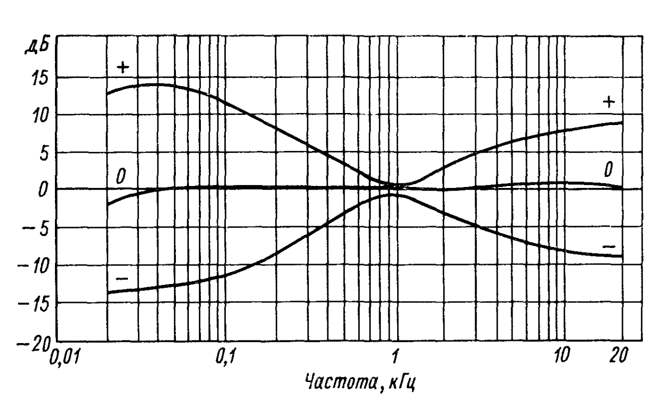


Рис. 3.28. Характеристики регулятора тембра с менее сильными подъемом и спадом по краям спектра

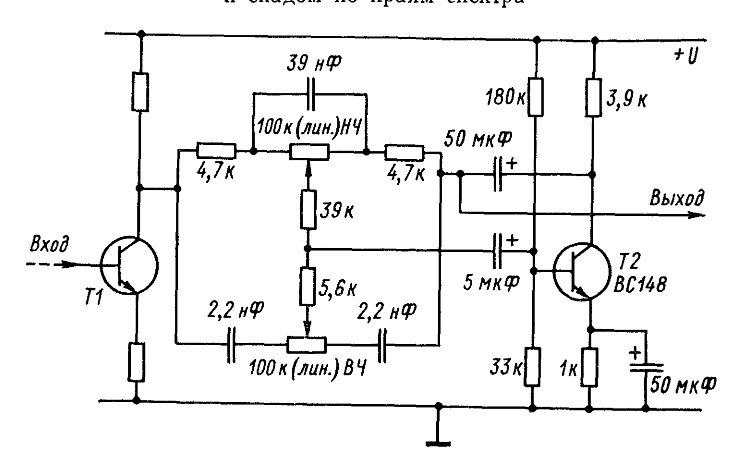


Рис. 3.29. Схема регулировки тембра с обратной связью

Чрезмерные подъем и ослабление частот редко применяются на практике. Характеристики, приведенные на рис. 3.28, обеспечивают полное использование диапазонов регулировки. Кроме того, чрезмерный подъем высоких частот может вызвать положительную обратную связь, а следовательно, и возбуждение на высокой частоте при большом уровне громкости и установке регулятора тембра в положение максимального подъема при высоких частотах. Это может значительно ухудшить воспроизведение, хотя возникающее колебание может быть неслышимым.

Полная схема регулировки тембра с обратной связью приведена на рис. 3.29. Она обеспечивает характеристики, показанные на рис. 3.30. Эти характеристики не столь плавные, как на рис. 3.28, тем не менее они являются наиболее распространенными.

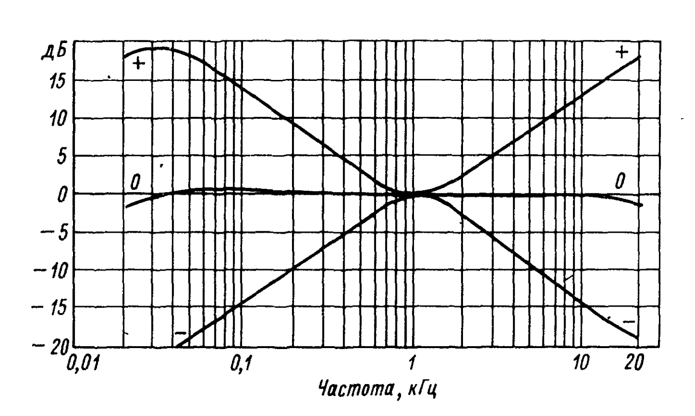


Рис. 3.30. Характеристики, обеспечиваемые схемой, приведенной на рис. 3.29

РЕГУЛЯТОР ГРОМКОСТИ

На рис. 3.1 показано включение регулятора громкости после предварительного усилителя и цепи коррекции, но перед регулятором тембра. Это — наилучшая схема включения, так как в этом случае сигнал корректируется до того, как он подается на схему регулятора тембра, которая сама может при малых искажениях согласовывать сигнал такого уровня, который требуется для нормальной работы усилителя мощности. На необходимость соответствующего запаса по перегрузке в каскадах. предшествующих регулятору громкости, уже указывалось.

Типовая схема регулятора громкости приведена на рис. 3.31. Он следует за каскадом предварительного усиления (по стандарту RIAA), и *T1* является вторым транзистором этого кас-

каскада. Регулятор громкости работает по принципу делителя напряжения, хотя иногда он выполняет функцию делителя тока (рис. 3.32). Необходимо отметить, что выходной сигнал для записи на магнитную ленту снимается с верхней части регуля-

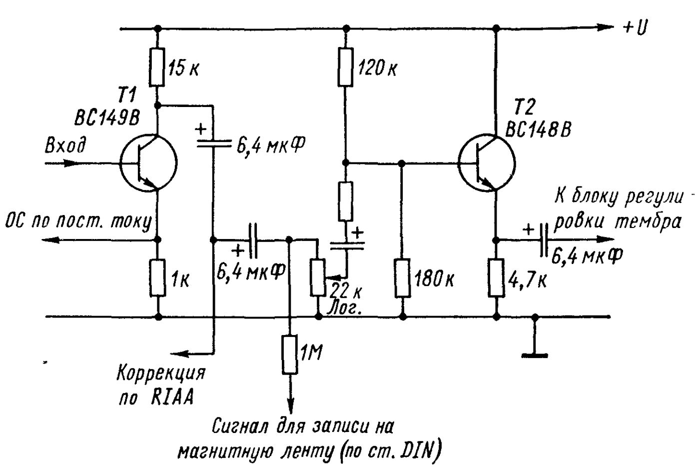


Рис. 3.31. Регулятор громкости, работающий по принципу делителя напряжения

тора (по схеме) через резистор с сопротивлением 1 МОм, который обеспечивает ограничение по току (устройство с постоянным током по стандарту DIN, о котором говорилось ранее в разделе «Выход для записи на магнитофон»).

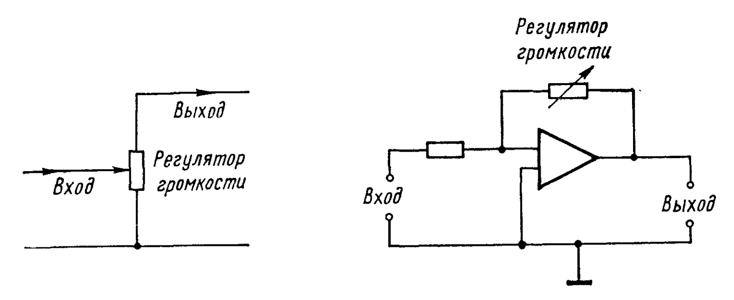


Рис. 3.32. Регулятор громкости типа делителя переменного тока

Рис. 3.33. Регулятор громкости с отрицательной обратной связью (см. также рис. 3.12, 3.13 и 3.35)

Второй каскад (на транзисторе *T2*) представляет собой эмиттерный повторитель. Выходной сигнал снимается с эмиттера транзистора.

В некоторых усилителях регулятор громкости находится после «буферного» каскада, на который подается сигнал с выхода

корректирующего усилителя звукоснимателя. Существуют модели, в которых регулятор громкости расположен на выходе каскадов регулировки (см. рис. 3.36). Возможно, что при этом регулятор стереобаланса (один на каждый канал), выравнивающий уровни сигнала, находится в средней точке. В схеме этого типа регулятор с логарифмической зависимостью обеспечивает линейную зависимость между углом поворота и уровнем сигнала на выходе в децибелах.

Регуляторы с отрицательной обратной связью становятся все более популярными. Они были детально описаны при рассмотрении усилителя фирмы «Кэмбридж» (см. рис. 3.12 и 3.13). Структурная схема такого регулятора показана на рис. 3.33. Его часто называют «активным» регулятором громкости.

РЕГУЛЯТОР ТОНКОМПЕНСАЦИИ

Регулятор тонкомпенсации работает следующим образом. При уменьшении усиления уровень сигналов на средних частотах снижается больше, чем на низких, а иногда и на высоких. Таким образом, чувствительность на низких частотах повышается. Иногда это происходит и на высоких частотах. Этим способом компенсируют уменьшение чувствительности человеческого уха на низких и высоких частотах, поскольку интенсивность звука уменьшается (см. рис. 1.1).

На рис. 3.34 показаны кривые уровней громкости. Когда регулятор находится в положении максимального усиления, то не происходит компенсации. Частотная характеристика при этом линейная. Постепенное увеличение усиления низких частот и в меньшей степени также высоких по отношению к средним частотам обеспечивается при уменьшении регулятором общего уровня громкости, т. е. при уменьшении усиления. В качестве примера на рис. 3.35 приведена схема, которая относится к усилителю «4000» фирмы «Сонаб». В действительности это — регулятор громкости с обратной связью, в котором применен фильтр в цепи регулирования громкости, переключаемый переключателем *П1*. Когда переключатель *П1* находится в «линейном» положении, то схема работает без тонкомпенсации. На рис. 3.33 приведена структурная схема этого регулятора без тонкомпенсации.

Транзисторы *Т1* и *Т2* представляют собой пару с непосредственной связью, а регулятор громкости устроен так, чтобы регулировать обратную связь сигнала. Дополнительные отводы на потенциометры упрощают связь с фильтром через переключатель *П1*. Подъем характеристики на низких частотах обусловливается тем, что за счет конденсатора *С2* в цепи обратной связи уменьшается усиление на высоких частотах. Чувствительность в данном случае определяется резисторами *R2* и *R3*. Подъем

на высоких частотах обусловлен тем, что за счет конденсатора *C1* в схеме обеспечивается увеличение чувствительности на входе в диапазоне высоких частот на величину, которая определяется резистором *R1* совместно с резистором *R4*. Дополнительный отвод на потенциометре *R'1* увеличивает эффект этого явления, поскольку регулятор устанавливается таким образом, чтобы увеличить обратную связь, а следовательно, уменьшить усиление.

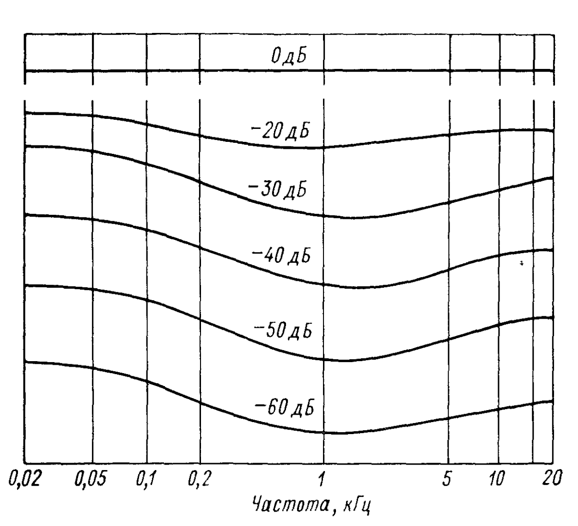


Рис. 3.34. Ряд кривых уровня громкости, которые можно получить при использовании схемы, приведенной на рис. 3.35

Когда переключатель *П1* находится в «линейном» положении, фильтр *R1*, *C1* отключается и элементы *C2* и *R3* оказываются короткозамкнутыми.

Другая схема с переключателем уровня громкости приведена на рис. 3.36. Эта схема представляет собой оконечные каскады усилителей серии «600» фирмы «Армстронг», где *T1* — транзистор каскада регулятора тембра с обратной связью, а *П1* — переключатель уровня громкости. В положении, показанном на рисунке, сигнал с коллектора транзистора *T1* поступает на регулятор стереобаланса, с него сигнал подается через переключатель *П2* на регулятор громкости.

При положении «громкость» оба фильтра вступают в действие. При этом фильтр *C1*, *R1* пропускает высокие частоты, ослабляя низкие, а фильтр *R2*, *C2* шунтирует высокие частоты, так что проходят главным образом низкие частоты. Оба фильтра образуют делитель напряжения, и сигнал, скомпенсированный как говорилось выше, но значительно более низкого уровня,

Рис. 3.35. Регулятор громкости с отрицательной обратной связью, с переключаемыми фильтрами в цепи регулировки громкости (фирма «Сонаб»)

Рис. 3.36. Оконечные каскады усилителя серии «600» фирмы «Армстронг», включающие в себя переключатель уровня громкости, устройство для предварительной установки уровня на выходе магнитофона, регулятор баланса, регулятор громкости и переключатель для подключения магнитофона при контроле уровня записи

чем поступивший с коллектора транзистора *T1*, передается на регулятор баланса, а затем к усилителю мощности через регулятор громкости.

Таким образом, переключатель уровня громкости уменьшает общий уровень воспроизведения и в то же время обеспечивает определенный подъем нижних и верхних частот при прослушивании на низких уровнях. Термин «уровень громкости» в этом случае подразумевает понятие функционирования схемы тонкомпенсации.

Ослабление тонкомпенсации на средних частотах составляет примерно 20 дБ, а подъем относительно 1 кГц составляет 10 дБ на частоте 70 Гц и 5 дБ на частоте 15 кГц.

ДРУГИЕ СХЕМЫ РЕГУЛИРОВКИ

В усилителе фирмы «Армстронг» используются некоторые другие схемы регулировок. Уровень сигнала для записи на магнитофон устанавливается предварительно резистором сопротивлением 100 кОм, а сигнал для воспроизведения подается непосредственно на усилитель мощности через регулятор громкости и через переключатель *П2* в положении «контроль записи на магнитофон». Это дает возможность производить запись через цепи регулировок, одновременно контролируя записываемый сигнал с помощью отдельной головки через автономный предварительный усилитель и усилитель мощности. Следует отметить, что регулятор громкости в этой схеме расположен после каскада регулятора тембра и что на запись сигнала на ленту влияют положения регуляторов тембра и фильтры. В этом отношении усилители серии «Р» фирмы «Кэмбридж» аналогичны усилителям фирмы «Армстронг», но отличаются тем, что у них положение регулятора громкости также влияет на уровень записываемого сигнала (магнитофон, работающий на воспроизведение, имеет регулятор предварительной установки уровня) и что фильтр верхних частот находится за пределами цепи подачи записываемого сигнала.

В большинстве усилителей сигнал для записи на магнитофон подается с каскада, предшествующего цепям регулировок (например, схема на рис. 3.31).

ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Чтобы устранить эффекты вибрации проигрывателя и другие инфранизкие помехи, воздействующие на качество воспроизведения грамзаписей, можно рассчитать коррекцию по стандарту RIAA, специально предусматривающую ограничение нижних частот. Однако поскольку крутизна характеристики ограничения

может быть не слишком большая и частота разделения довольно низкая (около 25—30 Гц), то часто применяется дополнительный фильтр верхних частот с несколько более высокой частотой разделения, тогда общая фильтрация дает более крутую характеристику ограничения нижних частот. Такие фильтры обычно выполняют с переключателями и могут быть пассивными и активными, причем последние дают более крутую характеристику ограничения.

Самый простой пассивный фильтр состоит из конденсатора с соответствующим номиналом, соединенного последовательно с бóльшим по номиналу конденсатором, служащим для связи

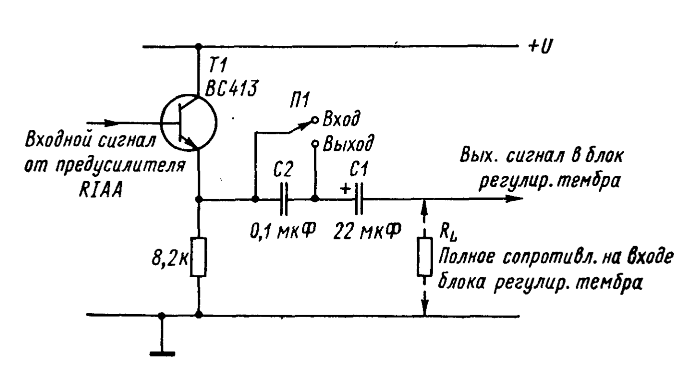


Рис. 3.37. Простой фильтр верхних частот с характеристикой ослабления 6 дБ на октаву, в котором нижняя частота среза определяется элементом *C2* в сочетании с индуктивным сопротивлением, на которое подается сигнал

между каскадами, как показано на рис. 3.37. Здесь *T1* — эмиттерный повторитель, на который подается сигнал от предшествующего каскада предварительного усиления (иногда каскада по RIAA). Этот каскад является согласующим для каскада со сравнительно низким сопротивлением и каскада регулятора тембра. *C1* — обычный конденсатор связи, а *C2* — конденсатор с более низким номинальным значением емкости, который в сочетании с R_L (рис. 3.37) обеспечивает более высокую частоту среза.

Переключатель *П1* просто обеспечивает короткое замыкание *C2* в положении «фильтр выключен». Крутизна характеристики ограничения в этом простом фильтре составляет 6 дБ на октаву.

Для увеличения крутизны спада в «октавных» схемах используются фильтры второго порядка.

Фильтр верхних частот в схеме с эмиттерной нагрузкой приведен на рис. 3.38. Транзисторы *T1* и *T2* образуют сложную комплементарную (*n-p-n*, *p-n-p*) пару с эмиттерной нагрузкой в виде *C2* (см. рис. 3.21 и 3.22). Элементы *C1* и *R1* на входе составляют простой фильтр с ослаблением 6 дБ на октаву опи-

санного выше типа, но из-за сигнала, снимаемого с эмиттерной нагрузки, идущего через *C2* и снимаемого с *R2*, эффективное сопротивление резистора *R1* значительно уменьшается. Это снижает эффект фильтрации элемента *C1*. Однако с уменьшением частоты сопротивление конденсатора *C2* увеличивается, что в итоге приводит к увеличению воздействия сигнала с эмиттерной нагрузки на цепь фильтра *C1*, *R1*, так что происходит быстрое увеличение ослабления сигналов низкой частоты, достигающее крутизны 12 дБ на октаву ниже частоты среза.

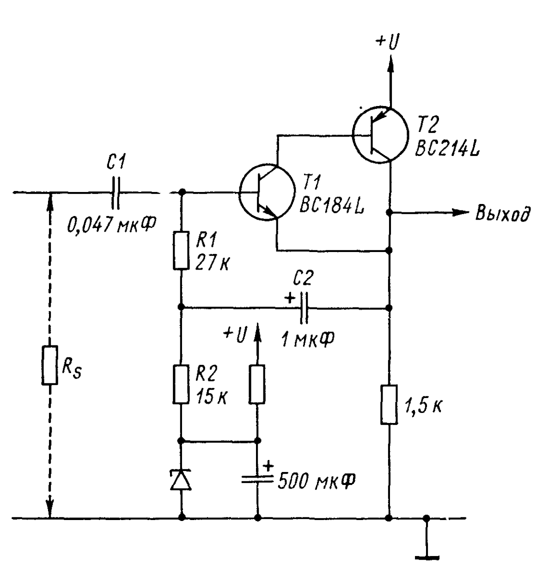


Рис. 3.38. Фильтр верхних частот в схеме с эмиттерной нагрузкой (см. текст)

На рис. 3.39 показан характер частотной характеристики, причем частота среза соответствует значениям параметров компонентов, указанным на схеме. Максимум кривой является результатом сдвига фазы в схеме с эмиттерной нагрузкой.

Схема такого типа использована в усилителе, описанном в журнале «Hi—Fi News and Record Review» за ноябрь и декабрь 1972 г. и за январь и февраль 1973 г. Можно устранить максимум подъема кривой («горб») и увеличить крутизну ослабления до 18 дБ на октаву за счет введения в схему однозвенного *RC*-фильтра.

При небольшой крутизне спада кривой (6 дБ на октаву) простого фильтра первого порядка ослабляются не только инфранизкие нежелательные сигналы, но также и часть сигналов, несущих действительную информацию на низких частотах. Таким образом, лучше иметь крутизну, по крайней мере, 12 дБ на

октаву. Однако при большой крутизне возможно увеличение переходных интермодуляционных искажений, как уже упоминалось выше.

Основные элементы активного фильтра второго порядка показаны на рис. 3.40. Такой фильтр может быть установлен

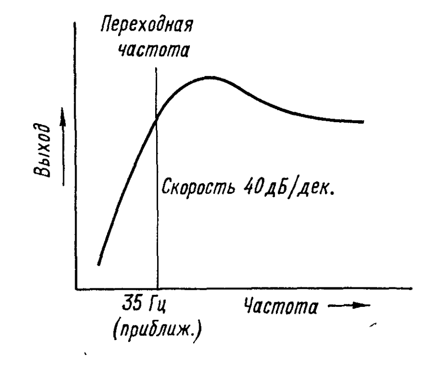


Рис. 3.39. Характер частотной характеристики схемы фильтра верхних частот, показанной на рис. 3.38

Максимум подъема кривой («горб») можно устранить и крутизну ослабления увеличить до 18 дБ на октаву посредством введения в схему однозвенного *RC*-фильтра

вместе с каскадом предварительного усиления, выполненного на интегральной схеме. При плохом демпфировании фильтр такого типа также дает значительный подъем («горб») кривой

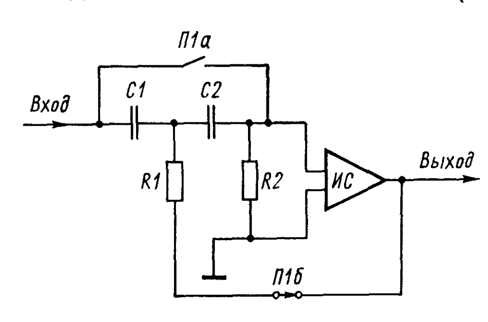


Рис. 3.40. Активный фильтр верхних частот второго порядка в сочетании с предварительным усилителем на интегральной схеме (ИС)

ослабления на переходной частоте f_0. Однако когда коэффициент ослабления F_d составляет $1/\sqrt{2}$, то получается оптимальная крутизна характеристики на частоте среза — без «горба». Коэффициент ослабления можно определить из выражения

$$F_d = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}, \tag{3.2}$$

а переходную частоту (частоту среза) — из выражения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \qquad (3.3)$$

Элементы фильтра можно переключать с помощью переключателей *П1а* и *П1б*.

ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Фильтры нижних частот иногда применяются для устранения фона и чрезмерного искажения сигнала. Кроме фильтра нижних частот с фиксированным ослаблением 6 дБ на октаву, который иногда используется в каскадах регулировки для максимального ограничения чувствительности (см. раздел «Переходные искажения»), применяются также переключаемые фильтры нижних частот, аналогичные фильтрам верхних частот. Такой фильтр может быть или простым пассивным первого порядка, или активным с крутизной характеристики ослабления 12 дБ на октаву (или больше).

В некоторых усилителях предусматривается возможность не только для переключения частоты среза фильтра этого типа, но также и для регулировки крутизны ослабления (плавный регулятор крутизны или переключатель). Чтобы устранить необходимость в ослаблении сигнала на высоких частотах и чрезмерное увеличение времени нарастания, частота f_0 должна находиться в спектре как можно выше в зависимости от характера помехи, которую требуется ослабить. Таким образом, может быть необходима или переключаемая, или непрерывно регулируемая величина f_0.

Большая крутизна кривой ослабления может вызвать переходные искажения (выброс или провалы) и таким образом повлиять на качество тона при воспроизведении. В обычных случаях крутизну ослабления, превышающую 12 дБ на октаву, лучше избегать. Однако можно обеспечить предельную крутизну ослабления при минимальном ухудшении тональности, если использовать два (или более) звена фильтра с постепенно повышающейся частотой f_0.

Это исключает слишком быстрый спад характеристики с частоты среза, и, таким образом, уменьшается чрезмерный выброс и в то же время предельно увеличивается крутизна ослабления.

Самый простой фильтр нижних частот состоит из конденсатора, установленного параллельно цепи подключения сигнала, как показано на рис. 3.41. В этом случае f_0 — функция от C и общего сопротивления R, так что $2\pi f_0 = 1/(R_т C)$, где $R_т$ — общая величина R. Предельная крутизна ослабления 6 дБ на октаву. Каскад из двух таких фильтров с согласующим сопротивлением между ними (т. е. в двухкаскадном усилителе с резистивной

связью) обеспечивает увеличение предельной крутизны ослабления до 12 дБ на октаву.

Уже говорилось, что такая простая схема используется тогда, когда источник с большим выходным сопротивлением подключается к нагрузке с большим входным сопротивлением с помощью экранированного кабеля (с учетом емкости кабеля).

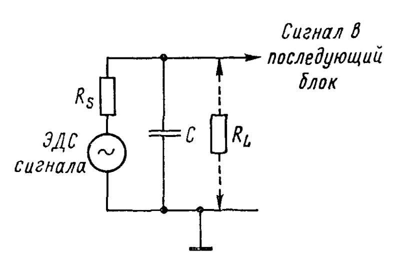


Рис. 3.41. Простой фильтр нижних частот

Частота f_0 сдвигается за пределы рассматриваемой полосы пропускания благодаря тому, что общее сопротивление мало по сравнению с емкостным сопротивлением X_C (резонанс цепи с емкостью C).

На рис. 3.42 показан график частотных характеристик двух фильтров нижних частот, где кривая *1* — крутизна ослабления

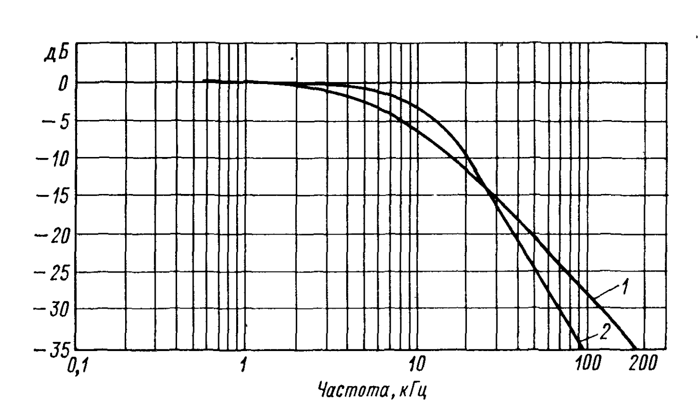


Рис. 3.42. Частотные характеристики фильтра нижних частот
1 — крутизна характеристики ослабления 6 дБ на октаву; *2* — то же, 12 дБ на октаву

6 дБ на октаву, $f_0 \approx 5$ кГц; кривая *2* — крутизна ослабления 12 дБ на октаву, $f_0 \approx 10$ кГц.

Основные элементы классического активного фильтра нижних частот второго порядка с интегральной схемой приведены на рис. 3.43. Необходимо заметить, что эта схема весьма сходна со схемой активного фильтра верхних частот, показанной на

рис. 3.40, с той разницей, что в фильтре нижних частот коэффициент затухания $F_d = \sqrt{C_1/C_2}$ и f_0 можно определить по формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}. \qquad (3.4)$$

Переключатель *П1а, П1б* просто отключает элементы фильтра, когда он не требуется, но на практике схема устроена так, что при «выключенном» переключателе *П1а, П1б* интегральная схема остается усилителем без фильтра со стабилизированным усилением.

Безусловно, такую схему можно получить на основе транзисторного каскада. На рис. 3.44 показана такая схема (усили-

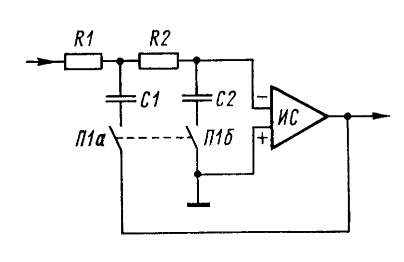


Рис. 3.43. Основные элементы активного фильтра нижних частот (см. текст)

тель фирмы «Сонаб»), в которой *Т1* — каскад регулирования тембра, а *Т2* — эмиттерный повторитель, для которого действует («работает») активный фильтр нижних частот.

В этой схеме включен только один конденсатор фильтра (с помощью переключателя *П1*). Элементы *R1*, *R2*, *C1* и *C2* соответствуют схеме, приведенной на рис. 3.43.

Таким образом, обратная связь подается с эмиттера транзистора *Т2* через конденсатор *C1* на точку соединения резисторов *R1*, *R2* и отсюда к базе транзистора *Т2*. При указанных значениях параметров элементов схемы f_0 приближается к 8 кГц, а крутизна характеристики ослабления составляет 12 дБ на октаву. При $R_1 = R_2$ усиление каскада равно 1.

На рис. 3.45 показана схема включенного фильтра с петлей обратной связи усилителя фирмы «Армстронг». Это — схема активного фильтра, основным элементом которого является транзистор *Т1* — каскад регулирования тембра. *П1* — трехсекционный ползунковый переключатель, в котором группы переключения *а* и *б* обеспечивают разные значения f_0, а группа *в* изменяет крутизну характеристики. В указанных на схеме положениях переключателя фильтр не активный. При любом выбранном значении f_0 и при показанном на схеме положении

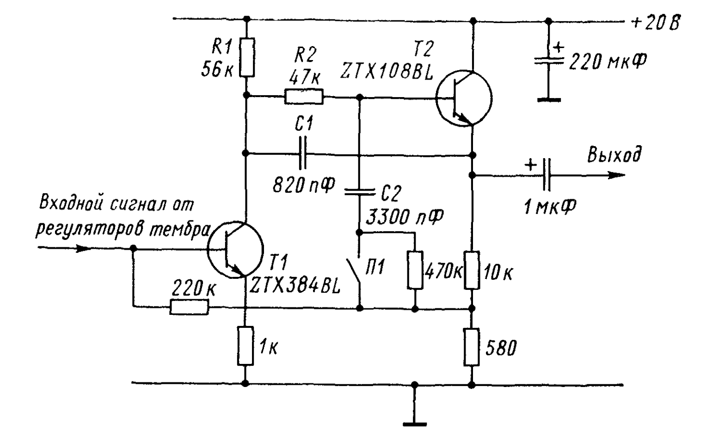


Рис. 3.44. Схема активного фильтра нижних частот (усилителя фирмы «Сонаб»)

П1 — переключатель фильтра

+U
22 мкФ
3,3 к
От регуляторов тембра
270 к
3,3 к
22 мкФ
Выход
22 мкФ
6800 пФ
T1
BC413
1 к
27 к
1 к
100 мкФ
2200 пФ
Y
15 к
4700 пФ
3300 пФ
2,7 к
X
a
б
в
П1
1
2
10 к
R1
10 к
R2
10 к
Петля

Рис. 3.45. Активный фильтр нижних частот с переключаемой частотой f_0 и с петлей обратной связи (усилитель фирмы «Армстронг»)

переключателя группы *в* крутизна минимальная. Цепь включается группой переключения *а* для $f_0=1$. При этом цепь обратной связи замыкается через резисторы *R1* и *R2*, соединенные параллельно. Посредством группы переключения *в* включенные параллельно резисторы *R1* и *R2* закорачиваются, что уменьшает ослабление и увеличивает крутизну.

Посредством группы переключателя *б* включается цепь *Y* для $f_0=2$, а при таком положении переключателя группы *в*, как показано на схеме, обратная связь снова замыкается через параллельную пару резисторов *R1* и *R2*; крутизну при этом значении f_0 можно увеличить таким включением группы *в*, как рассматривалось ранее.

Существует множество схем такого типа, причем некоторые имеют максимальную крутизну, превышающую 12 дБ на октаву, другие имеют регуляторы изменения крутизны. В этом случае ослабление становится непрерывно изменяющимся.

В то время, как раньше в фильтрах использовались индуктивные элементы, в большинстве современных конструкций применяются активные схемы для получения нужной крутизны характеристики ослабления.

ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ КАСКАДЫ

Кроме каскадов коррекции, регулятора тембра и фильтра, схемы регулировок могут включать в себя один или два промежуточных каскада для коррекции и выравнивания характеристики усиления. Ранее уже рассматривались некоторые из них (например, рис. 3.13 и 3.31). Высокое входное и низкое выходное сопротивления достигаются благодаря использованию хорошо известного эмиттерного повторителя. Каскад с общим эмиттером применяется тогда, когда требуется обеспечить сопротивление на выходе от среднего до низкого. Вместе с тем обратная связь часто применяется не только для того, чтобы обеспечить температурную стабильность, но также и для того, чтобы ограничить сопротивление.

Каскады с более высокими уровнями обычно работают от источников питания с бóльшим напряжением по сравнению с каскадами с низкими уровнями. Это требуется для усиления сигналов с большой амплитудой без ограничения.

ТИПЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Фон больше всего сказывается на каскадах предварительного усиления, особено в каскаде усиления сигналов со звукоснимателя. Эти каскады рассчитаны для работы при очень небольшом токе эмиттера, совместимом с требованием по перегрузке. Все каскады должны, безусловно, удовлетворять тре-

бованию воспроизводить динамический диапазон, по крайней мере, 60 дБ.

Для каскадов, работающих при самых низких уровнях, кремниевые транзисторы имеют преимущество перед германиевыми, по крайней мере, по усилению благодаря меньшим токам утечки. Тип транзистора влияет на фон, но на него влияют также частота, режим работы транзистора, а также сопротивление источника. Для применения в радиоаппаратуре разработаны малошумящие транзисторы, которые имеют низкий уровень шума даже на самых низких частотах.

КОММУТАЦИЯ ВХОДОВ

Примеры подключения к различным сигналам уже приводились (см. рис. 3.1 и 3.13). Еще один пример показан на рис. 3.47. В большинстве конструкций используется поворотный выключатель, который подключает требуемый вход к соответствующему каскаду регулировки. Одновременно закорачиваются все остальные входы, чтобы исключить максимальные перекрестные помехи, которые могут возникнуть из-за емкостей переключателей и т. д. (см. рис. 3.47).

Более дорогие усилители могут иметь входы для двух магнитных звукоснимателей, двух дополнительных источников, двух магнитофонов (с выходом для записи сигнала для каждого), магнитной головки и тюнера. Определилась также тенденция предусматривать вход для микрофона с предварительным усилением и смешением сигналов.

ЭЛЕКТРОННОЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕ С ПОМОЩЬЮ ДИОДОВ

Диоды применяются для включения источника. На рис. 3.46 показан такой переключатель. Фирма «Армстронг» использует подобные переключатели в своей аппаратуре. Переключатель *П1* представляет собой селекторный переключатель, контактные выходы которого соединяются с напряжением +45 В. Напряжение с делителя *R1, R2* подается на анод переключающего диода *Д1* через резистор *R3*. Поскольку катод диода *Д1* подключен к шасси через резистор *R4*, то диод открывается и пропускает сигнал источника на вход соответствующего предварительного усилителя через конденсаторы *C1* и *C2*.

Постоянная времени цепи *R2, C3* обеспечивает плавный переход от одного источника к другому, когда переключатель переведен в другое положение. Каждый вход имеет свой собственный переключающий диод, а схема, аналогичная приведенной, для дополнительного входа присоединяется к переключателю в каж-

дом положении. Таким образом, сигнал переключается с помощью электронной коммутации. При этом селекторный переключатель включает только соответствующий диод.

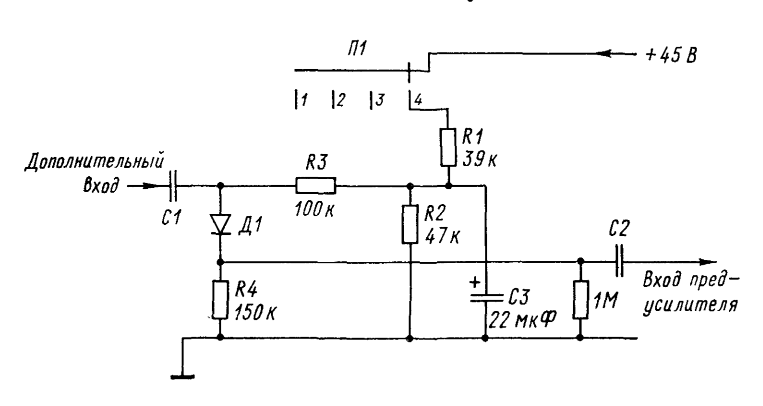


Рис. 3.46. Подключение сигнала источника с помощью диода (фирма «Армстронг»)

1 — тюнер; *2* — проигрыватель; *3* — магнитофон; *4* — дополнительный вход

ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Интегральные схемы применяются не только в каскадах регулировки, но и в других частях схемы, а также и в усилителях мощности. Основные примеры использования интегральных схем в фильтрах уже были приведены (см. рис. 3.40 и 3.43). Линейные интегральные схемы (т. е. операционные усилители) обусловливают уменьшение числа дискретных компонентов в каскаде. Пример универсального входного предварительного усилителя, выполненного на интегральной схеме с использованием обратной связи для коррекции по стандарту RIAA, показан на рис. 3.47.

С помощью переключателей *П1, П2, П3а, П3б* и *П4а, П4б* выбираются соответствующие источники сигнала. Они устроены так, что невключенный источник заземляется.

При выключенных переключателях *П3а, П3б* и *П4а, П4б* (как показано на рис. 3.47) каскад работает в режиме без коррекции, при этом усиление определяется в основном резистором R_1 относительно входов для магнитофона и приемника. При включенных переключателях *П3а* и *П3б* резистор *R1* отключается, а корректирующая цепочка *R2, R3, C1* вводится в петлю обратной связи относительно входа для подключения керамического звукоснимателя. При включенных переключателях *П4а* и *П4б* соответственно подключается корректирующая цепочка *C2, C3, R4* относительно входа для подключения магнитного звукоснимателя.

Дальнейшая коррекция для керамического звукоснимателя обеспечивается цепочкой *R5, R6, C4,* в то время как резистор *R7* вместе со входным сопротивлением усилителя составляют нагрузку магнитного звукоснимателя. Сигнал для записи на магнитную ленту поступает с выхода интегральной схемы через *R8, C5.*

Приведенная схема относится к левому каналу. Схема для правого канала идентична.

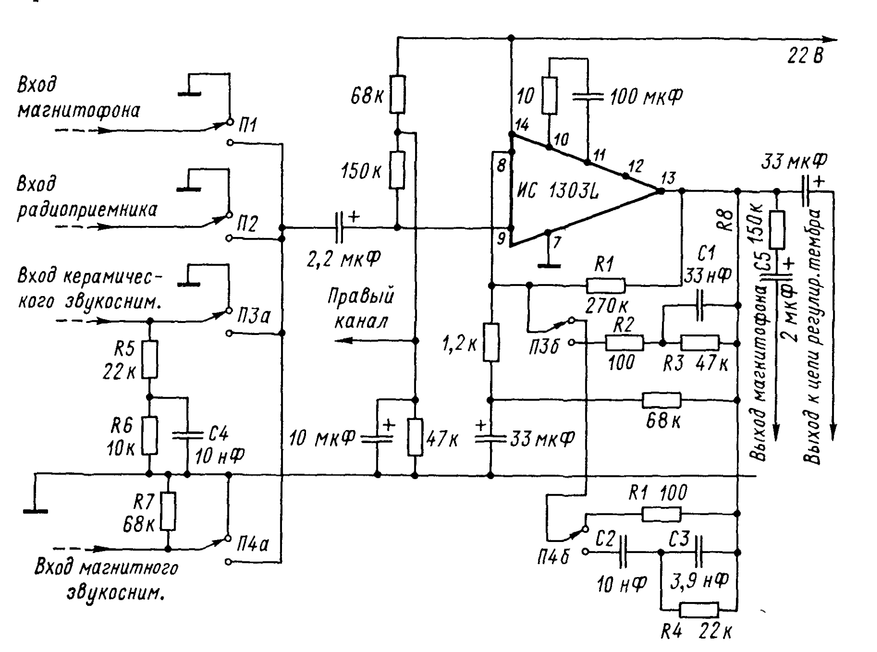


Рис. 3.47. Универсальный входной предварительный усилитель с применением ИС (фирма «Амстрэд»)

Эта схема входит в усилитель модели IC2000 Mk II фирмы «Амстрэд» (Amstrad), в котором используется по три интегральные схемы в каждом канале.

В этом усилителе, кроме обычных регуляторов низких и высоких частот, имеется также регулятор тембра для диапазона средних частот. Он включен в цепь обратной связи с частотной селекцией, а элементы *RC* имеют такие значения, что оказывают влияние только на средние частоты.

Наконец, левый и правый выходы схемы регулировки устроены таким образом, что уровень сигнала и сопротивление соответствуют требуемому уровню сигнала и сопротивлению входного каскада усилителя мощности.

В некоторых случаях на выходе эмиттерного повторителя обеспечивается сравнительно низкое сопротивление.

Усилители мощности и источники питания

Задача усилителя мощности — усилить сигналы, «откорректированные» каскадом регулировки, до необходимой для громкоговорителя мощности. В устройствах Hi—Fi сигналы, поступающие от каскадов регулировки, должны иметь коэффициент гармоник не более 0,1% во всем динамическом диапазоне и в данной полосе частот. Следовательно, усилители мощности не должны существенно влиять на уровень искажений.

Чтобы обеспечить минимальный коэффициент гармоник и необходимую полосу пропускания мощности, широко применяется отрицательная обратная связь, однако ее не следует рассматривать как средство борьбы со всеми недостатками усилителей мощности. Это — могучее орудие в руках разработчика, но если оно используется без достаточной оценки других особенностей конструкции усилителя, то может не только улучшить, а, скорее ухудшить качество воспроизведения, даже если измерительные приборы показывают иначе. Например, за пределами воспроизводимого диапазона частот обратная связь может из отрицательной перейти в положительную и вызвать высокочастотные колебания и «звенящие» призвуки, а при использовании глубокой обратной связи для расширения полосы мощности, когда в конструкции усилителя применяются транзисторы с низкой частотой f_T, переходные интермодуляционные искажения (см. с. 59, 142, 171) могут оказаться ощутимыми, даже если измерительные приборы это не регистрируют.

В условиях холостого хода усилитель мощности должен иметь максимальную полосу пропускания и минимальный коэффициент гармоник. Второе условие требует тщательной разработки конструкции, первое — применения мощных транзисторов с высокой частотой f_T. Так как мощные транзисторы обычно работают в режиме с общим эмиттером, то частота среза располагается значительно ниже f_T, особенно когда сопротивление базы мощного транзистора относительно велико и приближается к значению $f_T(\beta+1)$, где β — отношение постоянного тока $I_к$ коллектора к постоянному току $I_б$ базы.

Расширение полосы пропускания в режиме холостого хода достигается путем уменьшения входных сопротивлений и тока базы, но это приводит к увеличению статических искажений. Однако их можно уменьшить до приемлемых низких уровней, применяя общую отрицательную обратную связь, а в некоторых случаях местную обратную связь в виде резистора в цепи эмиттера, что еще больше увеличивает полосу пропускания.

Плохо разработанная конструкция, отличающаяся наличием паразитных емкостей, может вызвать появление высокочастотной нестабильности и потребует применения «стабилизирующих» схем, что противоречит требованиям расширения частотной характеристики.

КЛАСС А

Каскады блока регулировки смещены так, что ток коллектора существует в течение полного цикла сигнала. Эта особенность класса А показана на рис. 4.1.

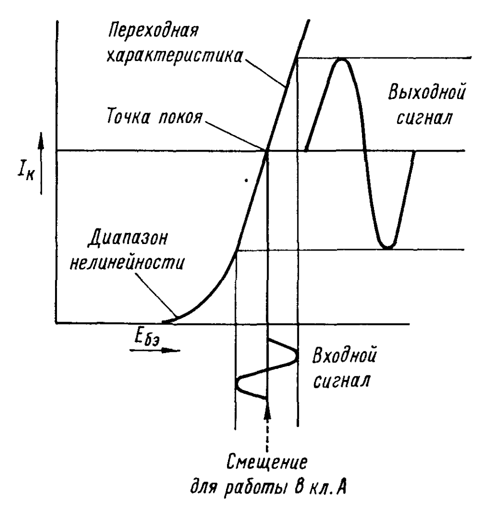


Рис. 4.1. Особенности работы усилителя в классе А

Класс А абсолютно допустим и даже желателен для каскадов малой мощности, так как в маломощных транзисторах ток покоя относительно невелик. В усилителях мощности, однако, большое значение тока покоя требует применения больших радиаторов для поддержания стабильного температурного режима в переходах транзисторов. Для рабочего режима в классе В, как увидим ниже, не характерно такое высокое теплорассеяние, поэтому увеличивается эффективность.

Тем не менее (во время написания книги) имеются один или два усилителя Hi—Fi с каскадами мощности, работающими в режиме класса А. Независимо от класса в выходных каскадах усилителей Hi—Fi применяются два транзистора в двухтактном

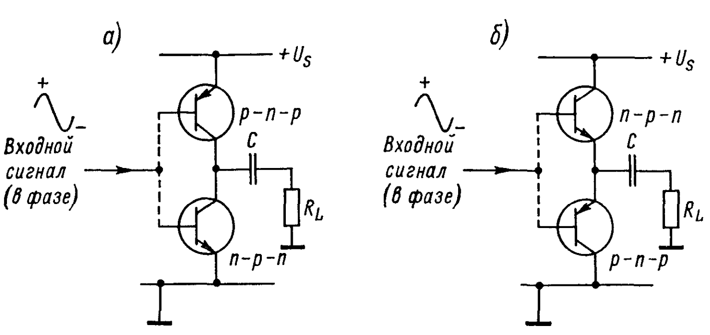


Рис. 4.2. Две схемы с комплементарным двухтактным выходом, где C — конденсатор связи с нагрузкой, а R_L — нагрузка

включении. Режим работы класса А характерен тем, что увеличение тока на определенную величину в одном транзисторе приводит к уменьшению его на эту же величину в другом в течении всего периода изменения сигнала, причем ни ток, проходящий

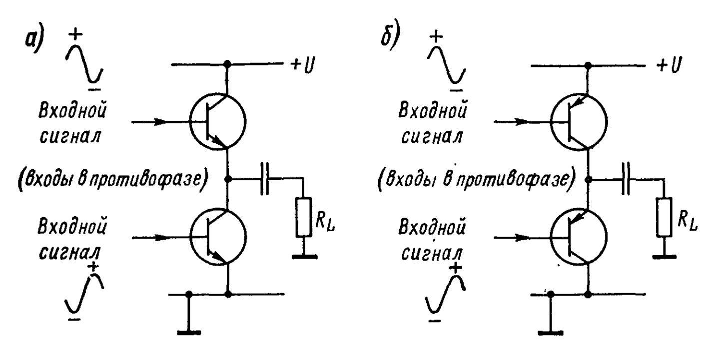


Рис. 4.3. Две схемы с некомплементарным двухтактным выходом, где C и R_L такие же, как на рис. 4.2

через каждый транзистор, ни напряжение на них не падают до нуля.

В оптимальных условиях значение максимального (пикового) тока в нагрузке в два раза превышает значение тока покоя, составляя $2I_q$. Два транзистора соединены последовательно по отношению к источнику питания U_s и могут иметь или одинаковую или разную проводимость. На рис. 4.2 показаны два комплементарных транзистора, где сигнал возбуждения имеет одинаковую фазу.

На рис. 4.3 приведены две схемы с общей полярностью для пар транзисторов с *n-p-n* и *p-n-p*-переходами. В этом случае возбуждающий сигнал к двум транзисторам должен подаваться в противофазе. Следовательно, необходим фазоинверсный каскад для возбуждения выходных сигналов с парными транзисторами.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ КЛАССА А

При использовании смещения для класса А максимальное напряжение нагрузки составляет $U_s/2$, и так как максимальный ток нагрузки равен $2I_q$, то оптимальная нагрузка может быть выражена формулой $U_s/(4I_q)$, т. е. $(U_s/2)/(2I_q)$. Средняя мощность на нагрузке, следовательно, является произведением максимального напряжения и максимального тока, разделенным на два, что выражается отношением $U_sI_q/2$. Так как U_sI_q — входная мощность, то максимальная эффективность может быть выражена следующим образом:

$$\text{Эфф. макс., \%} = \frac{U_sI_q}{2U_sI_q}100 = 50\%. \qquad (4.1)$$

КЛАСС В

В классе В используется двухтактный выходной каскад со смещением до критического значения тока коллектора при отсутствии возбуждающего сигнала. Когда подается возбуждающий сигнал, ток коллектора одного из парных транзисторов проходит в один полупериод полного цикла, в то время как другой парный транзистор находится в состоянии непроводимости (замкнут); затем положение полностью меняется в течение другого полупериода полного цикла.

Однако практика использования комплементарных пар транзисторов требует, чтобы в усилителе класса В смещение специально регулировалось с целью обеспечения небольшого значения I_q при отсутствии возбуждающего сигнала. Если смещение отстоит дальше от теоретического класса В и находится ближе к классу А, то употребляется термин «класс АВ».

Таким образом, в усилителях Hi—Fi класса В в одном полупериоде возбуждающего сигнала ток увеличивается на одном транзисторе и падает на другом до тех пор, пока, в конечном счете, в этом транзисторе он не станет равным нулю в определенный момент после начала цикла сигнала, и тогда транзисторы меняются ролями в другом полупериоде цикла.

На рис. 4.4 показаны идеализированные характеристики для «чистого» класса В, основанного на использовании комплементарных транзисторов. К сожалению, этот идеальный режим

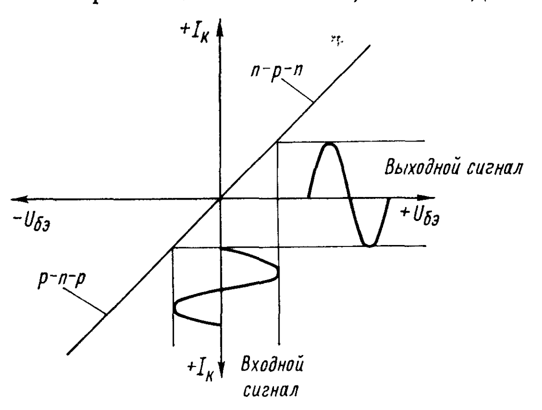


Рис. 4.4. Идеализированная характеристика двухтактного каскада для комплементарной пары транзисторов (см. текст)

практически не может быть обеспечен и никогда не будет достигнут, поскольку характеристика каждого транзистора имеет собственную (нижнюю) область нелинейности.

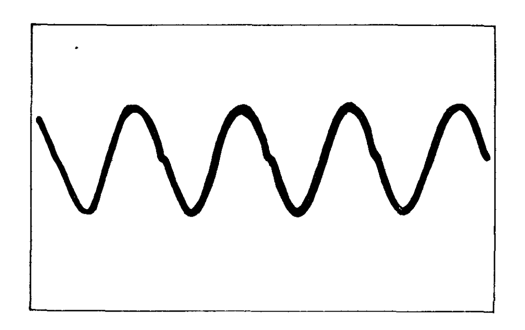


Рис. 4.5. Осциллограмма, показывающая слабые переходные искажения

Более того, для обеспечения тока коллектора начиная с нулевого значения полупериода входного сигнала необходимо затратить мощность для преодоления потенциального барьера перехода база — эмиттер.

Следовательно, если не принять меры, то не только в каждый полупериод сигнал, связанный с нагрузкой, будет искажаться

(особенно при малых уровнях мощности), но и в оба полупериода не сможет восстановиться правильно вся форма сигнала. Между положительным и отрицательным полупериодами появляются небольшие ступеньки, создавая так называемые перекрестные искажения. Эти искажения в слабой степени заметны на осциллограмме, приведенной на рис. 4.5. Конечным результатом будут сильные гармонические искажения высшего по-

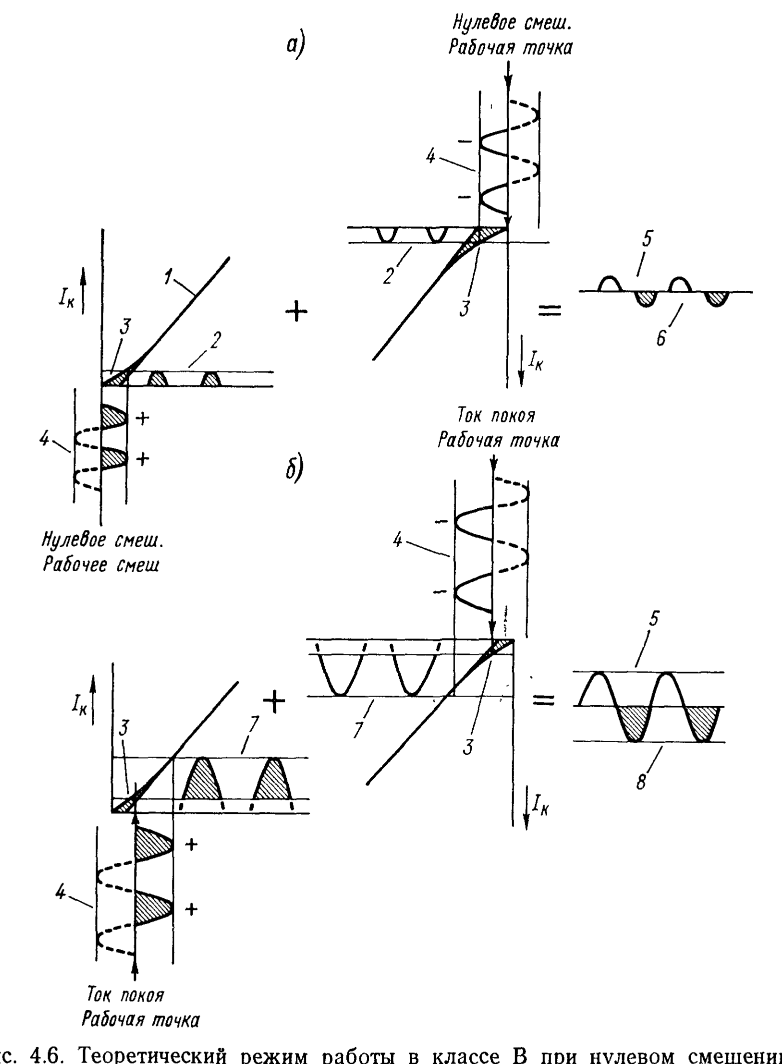


Рис. 4.6. Теоретический режим работы в классе В при нулевом смещении I_q (*а*) и практически используемый режим в классе В (*б*) — см. текст

1 — переходная характеристика; *2* — искаженный выходной сигнал; *3* — диапазон нелинейности; *4* — входной сигнал; *5* — комбинированные полупериоды под нагрузкой; *6* — перекрестные искажения; *7* — выходной сигнал; *8* — значительно уменьшенные перекрестные искажения

рядка и большие интермодуляционные искажения, имеющие меньшее влияние на высококачественное воспроизведение.

До некоторой степени проблема решается путем подачи смещения на каждый транзистор пары для обеспечения малого I_q при отсутствии возбуждающего сигнала. Диаграммы на рис. 4.6 (без шкалы) представляют собой попытку показать условия с I_q, равным нулю, и с наличием больших перекрестных искажений (*а*); с малым I_q и значительно меньшими искажениями (*б*).

Основные преимущества класса В перед классом А — малый ток покоя, что приводит к более разумным размерам радиаторов и к увеличению эффективности. В классе В упрощаются проблемы источников питания, поскольку питание, получаемое от источника энергии, связано с мощностью, подаваемой на нагрузку.

Основные каскады, приведенные на рис. 4.2 и 4.3, с соответствующим смещением также применяются в двухтактных усилителях класса В.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ КЛАССА В

Если принять I_q равным нулю, то мощность усилителя класса В при отсутствии возбуждающего сигнала также будет равна нулю. Теоретическая максимальная мощность равна $(U_s/2)^2$: $:(2R_L)$, т. е. $U^2{}_s/(8R_L)$. Среднее значение тока составляет $U_s/(2\pi R_L)$. Таким образом, средняя мощность равна $U_s{}^2/(2\pi R_L)$.

Максимальная эффективность рассчитывается следующим образом:

$$\text{Эфф. макс., } \% = \frac{U_s^2}{8R_L} \frac{2\pi R_L}{U_s^2} 100 = \frac{\pi}{4} 100 = 78{,}5\%. \qquad (4.2)$$

КЛАСС D

Появились один или два низкочастотных усилителя класса *D*, но по различным причинам они не стали популярными. Причем один из них использовался для управления операцией переключения. Класс *D* значительно отличается от классов А и В тем, что выходные транзисторы включены как переключатели в однокаскадной двухтактной схеме. Звуковая информация передается прямоугольными импульсами, подаваемыми на переключающие транзисторы. Ширина прямоугольных импульсов (отношение изображение-промежуток) меняется в зависимости от звукового сигнала. Переключающие транзисторы преобразуют модулированные по ширине прямоугольные импульсы в обычный звуковой сигнал и переключающий сигнал, передаваемый на высокой повторяющейся частоте и устраняемый низкочастотной фильтрацией.

Максимальная теоретическая эффективность схем этого класса 100%, на практике схемы разрабатываются с эффективностью, превышающей 90%.

КЛАСС C

Усилители, работающие в классе C, не используются в низкочастотной технике, так как пропускают только небольшую часть каждого полупериода сигнала. Однако этот режим характерен исключительно для высокочастотных усилителей мощности, где форма сигнала (в данном случае синусоидальная) восстанавливается с помощью высокоэффективных резонансных цепей.

РЕЖИМ Pi

Режим Pi используется в схеме, разработанной несколько лет назад инженерами фирмы «Маллард» (Mullard). В ней при увеличении входного сигнала изменяется режим работы усилителя мощности от класса A к классу AB и далее при работе на полную мощность — к классу B. В такой схеме перекрестные искажения на средних уровнях мощности уменьшаются, а на низких полностью устраняются, в то время как в схемах класса B наблюдается тенденция к их увеличению (по причинам, показанным на рис. 4.6). У усилителей мощности, работающих в классе A, перекрестные искажения не проявляются вообще, а гармонические искажения снижаются с уменьшением мощности.

Режим Pi требует потребления постоянного тока, поэтому нет необходимости в применении регулируемых источников питания со сложными схемами. Однако схема Pi в своей первоначальной форме не часто встречается в современных усилителях.

Большинство усилителей Hi—Fi основано на схемах квазикласса B (т. е. класса B с оптимизированым I_q для уменьшения искажений) и схемах, которые почти полностью устраняют перекрестные искажения и сохраняют низкий уровень общих гармонических и интермодуляционных искажений. В действительности невозможно полностью устранить перекрестные искажения или остаточные явления даже у многих хорошо разработанных усилителей.

СВЯЗЬ С НАГРУЗКОЙ

Мощность можно передать через конденсатор, связанный с нагрузкой (громкоговорителем), как показано на рис. 4.2 и 4.3, или можно использовать непосредственную связь. При этом

источник питания будет положительно или отрицательно сбалансирован относительно «земли» (шасси), как показано на рис. 4.8. Постоянный ток, проходящий через громкоговоритель, очень мал, когда два транзистора правильно сбалансированы, но при наличии разбаланса, вызванного погрешностями в схеме или в элементе, может возникнуть большой ток смещения. Для того чтобы избежать повреждения громкоговорителя, применяются электронное отключение, реагирующее на любой ток смещения, или предохранитель для отключения питания или громкоговорителя от схемы в случае появления такого нарушения режима. Лучше использовать электронное отключение, поскольку предохранитель может сработать медленнее.

Стереофонический усилитель объединяет в себе два усилителя мощности, а квадрафонический — четыре. В некоторых четырехканальных моделях имеется переключатель, позволяющий объединять каналы в пары для удвоения мощности одного канала и использования ее в стереорежиме. Как уже упоминалось, большинство современных усилителей — двух- и четырехканальных — включают в себя также блок регулировки.

ЗАЩИТА

Выходные транзисторы в большинстве усилителей защищены либо электронными схемами, которые устраняют или уменьшают входной сигнал в случае перегрузки или короткого замыкания громкоговорителя, либо предохранителями, которые отключают источник питания, если ток в выходном каскаде увеличивается до чрезмерно высокого значения. Предохранители могут быть встроены в громкоговоритель также и при наличии электронной схемы защиты от перегрузок.

Поскольку усилитель мощности представляет собой устройство с почти постоянным напряжением, то это означает, что ток будет возрастать по мере уменьшения сопротивления нагрузки (именно поэтому большинство усилителей характеризуется увеличением мощности при уменьшении нагрузки). Очень малая нагрузка может вызвать такое увеличение тока, проходящего через мощные транзисторы, которое не предусмотрено параметрами усилителя. Если для защиты от перегрузок используются только предохранители, то мощные транзисторы имеют обычно умеренные номинальные значения тока.

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

На рис. 4.7 показана электрическая схема одного канала усилителя мощности, в котором двухтактные выходные транзисторы включены по способу, приведеному на рис. 4.3, *а*.

В схеме использованы транзисторы серии «600» фирмы «Армстронг».

Выходные транзисторы *T6* и *T7* обеспечивают среднюю постоянную мощность 50 Вт при нагрузке 4 Ом и 40 Вт при нагрузке 150 Ом. Используя источник питания напряжением 83 В, можно предположить на основе выражения, приведенного

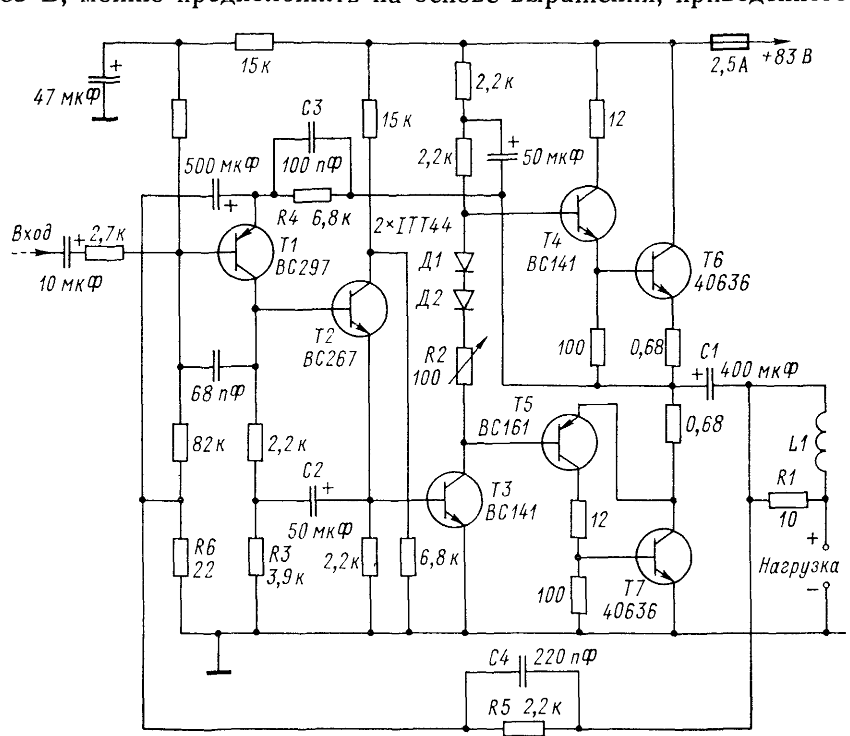


Рис. 4.7. Квазикомплементарный усилитель мощности (фирма «Армстронг») — см. текст

на с. 119, что возможно получение повышенной максимальной мощности. Однако это не тот случай, так как а) транзисторы никогда не бывают «совершенными»; б) напряжение питания слегка падает в условиях длительной подачи постоянной мощности; в) имеют место потери мощности при использовании резисторов сопротивлением 0,68 Ом, соединенных последовательно с двумя транзисторами, а также в элементах соединения нагрузки.

Мощность передается через конденсатор *C1;* причем в течение полупериода ток поступает от источника питания, заряжая *C1,* а затем в течение следующего полупериода конденсатор *C1* разряжается.

Точно так же параллельно соединенные *L1* и *R1*, последовательно подключенные к нагрузке, представляют собой стабилизирующее устройство, которое также помогает уменьшить перегрузку в емкостных нагрузках. Другая подобная цепь состоит из конденсатора, соединенного последовательно с резистором, и соединяется с выходом усилителя. Эта цепь, называемая цепью Зобеля, служит для подключения громкоговорителя к усилителю в виде активной нагрузки.

Цепь Зобеля предназначена для нейтрализации реактивной нагрузки громкоговорителя, чтобы защитить выходные транзисторы от повреждения коллектора при больших перегрузках или при импульсном сигнале. Громкоговоритель содержит сопротивление, емкость и индуктивность. *RC*-цепь обеспечивает сигнал для индуктивной части. Величины R_z и C_z для цепи Зобеля могут быть найдены следующим образом:

$$R_z = R_s, \quad \text{а} \quad C_z = \frac{L_s}{R_s^2}, \tag{4.3}$$

где R_s — сопротивление громкоговорителя, а L_s — его индуктивность. Так, для нагрузки 4 Ом и индуктивности 200 мкГн $R_z = 4$ Ом, а $C_z = 12{,}5$ мкФ, но цепь только приблизится к требуемой.

Когда индуктивность и сопротивление включены в схему параллельно, их значения выбираются эмпирически для наилучшего компромиссного решения.

Питание для мощных транзисторов поступает от комплементарной пары транзисторов *T4* и *T5*. Если смещение базы одного выходного транзистора изменяется в положительном направлении, то у другого выходного транзистора — в отрицательном направлении. Используются связи малого полного сопротивления с базами транзисторов *T6* и *T7*, что позволяет сохранять необходимую полосу пропускания мощности. Базы транзисторов *T4* и *T5* возбуждаются одновременно и в фазе от непосредственно связанного с ними транзистора *T3*. Непосредственная связь используется во всем усилителе, за исключением перехода к громкоговорителю. Ток покоя устанавливается резистором *R2*, который включен последовательно в цепь источника питания. Пара диодов *Д1* и *Д2* обеспечивает температурную компенсацию, так что ток покоя сохраняется постоянным при изменении температурного режима мощных транзисторов.

Сигнал на транзистор *T3* подается от эмиттерного повторителя транзистора *T2* с низким выходным сопротивлением. Сигнал на транзистор *T2* подается с коллектора входного транзистора *T1*. Высокое сопротивление связи между транзисторами *T1* и *T2* достигается за счет применения общей нагрузки *C2* и *R3* (см. рис. 3.21). Используются две цепи обратной связи. Одна — непосредственно от выходных транзисторов

(для стабилизации постоянного тока), а другая — от нагрузки (громкоговорителя) из точки подключения конденсатора *C1*. Обе обратные связи подаются на транзистор *T1*. Первая — через *R4* и *C3*, а вторая — через *R5* и *C4*, причем напряжение обратной связи снимается с резистора *R6*. Эта схема обеспечивает нулевое сопротивление источника на низкой частоте (около 25 Гц) и смещение в сторону положительного сопротивления источника на более низких частотах, что помогает осуществлять демпфирование громкоговорителя на низких частотах.

Конденсаторы, используемые совместно с резисторами в цепи обратной связи, устраняют перегрузки импульсных и переходных сигналов, определяя верхнюю границу частоты среза усилителя. Конденсатор емкостью 68 пФ в цепи базы транзистора *T1* используется для фазовой компенсации.

Схема защиты от перегрузок не применена. Однако мощные транзисторы защищены от чрезмерно высокого тока предохранителями на входе источника питания.

Такая квазикомплементарная схема усилителя мощности популярна у разработчиков аппаратуры Hi—Fi и существует в виде большого разнообразия вариантов, часто имея значительные различия в деталях конструкции, что отражает индивидуальные точки зрения разработчиков. Название схемы «квазикомплементарная» происходит от применения пары дополнительных (комплементарных) транзисторов, передающих сигналы на пару *n-p-n* или *p-n-p* выходных транзисторов.

КОМПЛЕМЕНТАРНЫЙ СИММЕТРИЧНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Из-за технического несовершенства высокомощных транзисторов противоположной полярности комплементарные симметричные усилители мощности имели первоначально выходную мощность, ограниченную несколькими ваттами. Однако сейчас выпускаются транзисторы с противоположной полярностью и согласованными характеристиками, способные создавать вполне достаточную мощность, и усилители мощности, построенные по схеме с использованием комплементарных пар транзисторов, широко применяются в настоящее время.

Комплементарная симметрия означает, что *p-n-p* и *n-p-n*-пары транзисторов используются как в предоконечном каскаде, так и в каскаде усилителя мощности. Разработчик может выбирать одну из нескольких существующих схем, две из которых для выходного каскада усилителя показаны на рис. 4.2. Как и в квазикомплементарной схеме, нагрузка присоединена к средней точке либо непосредственно, если используется источник питания с разной полярностью, либо через конденсатор,

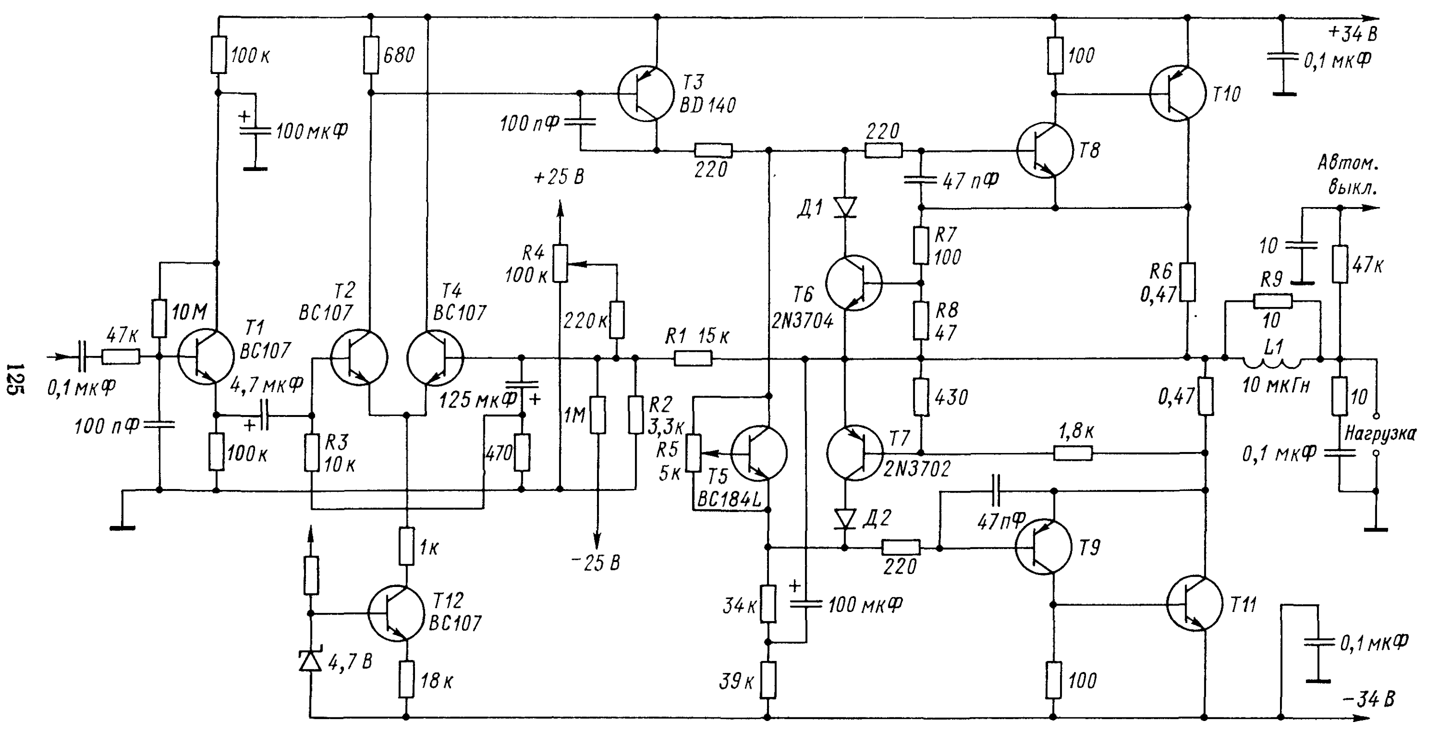


Рис. 4.8. Комплементарный симметричный усилитель мощности (типа LE 720 фирмы «Брайан»), включающий в себя схему защиты транзисторов *T6* и *T7* от короткого замыкания, дифференциальный вход *T2, T4* с источником постоянного тока от *T12* и прямую связь с громкоговорителем (описание схемы см. в тексте)

как показано на рис. 4.7, когда используется однополярный источник питания. Комплементарная симметрия обеспечивает простоту и стабильность конструкции, она исключает необходимость наличия малого сопротивления между эмиттером и базой обоих выходных транзисторов. Комплементарное соединение, или схема Дарлингтона, обычно применяется для каждого предоконечного каскада и для связанного с ним мощного транзистора. Таким образом, создаются два таких каскада — по одному для каждого полупериода. Этот метод исключает возможность работы предоконечного каскада в режиме класса А, обеспечивая значительную выходную мощность без увеличения мощности рассеяния.

Схема (разработанная фирмой «Брайан Амплифайэз Лтд.» — Bryan Amplifiers Ltd.), в которой применены комплементарные пары транзисторов, приведена на рис. 4.8. Сигнал на объединенные пары транзисторов *Т8*, *Т10* и *Т9*, *Т11* подается с транзистора *Т3* предоконечного каскада, который выполняет такие же функции, как транзистор *Т3* на рис. 4.7. Во входных каскадах используются транзисторы *Т1* и *Т2*, причем первый из них является эмиттерным повторителем, имеющим низкое выходное сопротивление и обеспечивающим сигнал, поступающий на транзистор *Т2*.

Транзистор *Т2* в сочетании с транзистором *Т4* образует дифференциальный усилитель, который питается постоянным током от транзистора *Т12*, соединенного с эмиттерами. Режим транзистора *Т12* стабилизируется диодом Зенера, подключенным к его базе. На базу транзистора *Т2*, являющегося частью дифференциального каскада, подается входной сигнал, в то время как на базу транзистора *Т4*, являющегося другой частью этого каскада, подается сигнал отрицательной обратной связи. Резисторы *R1* и *R2* образуют делитель напряжения, так что отношение сопротивлений этих двух резисторов дает значение сигнала отрицательной обратной связи, поступающего на транзистор *Т4*. Используется также цепь местной обратной связи по переменному току. Сигнал при этом подается на базу транзистора *Т2* через резистор *R3*. Низкое выходное сопротивление транзистора *Т1* позволяет использовать большую глубину обратной связи.

С помощью подстроечного резистора *R4* устанавливается напряжение средней точки для оптимальной симметрии, с помощью транзистора *Т5* регулируется ток покоя, устанавливаемый с помощью подстроечного резистора *R5*. Транзистор *R5* выполняет функцию, аналогичную функции диодов *Д1* и *Д2* на рис. 4.7, т. е. функцию стабилизатора.

ЗАЩИТА ОТ ТОКОВЫХ ПЕРЕГРУЗОК

Транзисторы *Т6* и *Т7* предназначены для определения превышения допустимых значений тока в мощных транзисторах и для автоматического уменьшения усиливаемого сигнала до пределов, обеспечивающих нормальный режим работы транзисторов. Например, напряжение, возникающее на резисторе *R6*, зависит от значения тока, проходящего через резистор, и соответственно от тока мощного транзистора. Напряжение делится резисторами *R7* и *R8* до значения, необходимого для обеспечения смещения на базе транзистора *Т6*.

Сопротивления резисторов *R7* и *R8* выбираются такими, чтобы до определенного значения тока транзистор *Т6* был непроводящим элементом (это значение для данной схемы составляет 5 А). При токе мощных транзисторов, превышающем это значение, включается транзистор *Т6* и закорачивает основной сигнал через диод *Д1*, что немедленно приводит к падению тока. Короткое замыкание на клеммах громкоговорителя при наличии сильного сигнала используется в качестве защитного устройства и не допускает превышения номинальных значений тока выходных транзисторов.

Аналогичную функцию выполняет во второй половине схемы транзистор *Т7* и т. д.

В схемах защиты такого рода обычно используют конденсатор. Защита действует до тех пор, пока конденсатор с выбранной постоянной времени не разрядится. Существуют другие схемы, которые отключают источник питания и требуют затем его установки заново. Имеются также схемы, реагирующие на возрастание температуры радиаторов.

Подобную защиту не следует путать с защитой громкоговорителей, которая теперь используется в усилителях, имеющих непосредственную связь с громкоговорителями. Так, схема, приведенная на рис. 4.8, имеет прямую связь с громкоговорителем через цепь *L1*, *R9* и электромеханическое реле, которое отключает источник питания при возникновении значительного разбаланса двухтактного каскада. Уже отмечалось, что такой разбаланс приводит к тому, что постоянный ток из двухтактного каскада поступает непосредственно на громкоговоритель, и если ток достаточно велик, он может вызвать повреждение громкоговорителя.

СХЕМА ЗАЩИТЫ СО СМЕЩЕНИЕМ

На рис. 4.9 представлена схема источника питания усилителя LE 720 фирмы «Брайан». Поскольку необходимо использование разнополярного источника питания, последнее обеспечивается напряжением +34 В и —34 В от сетевого трансфор-

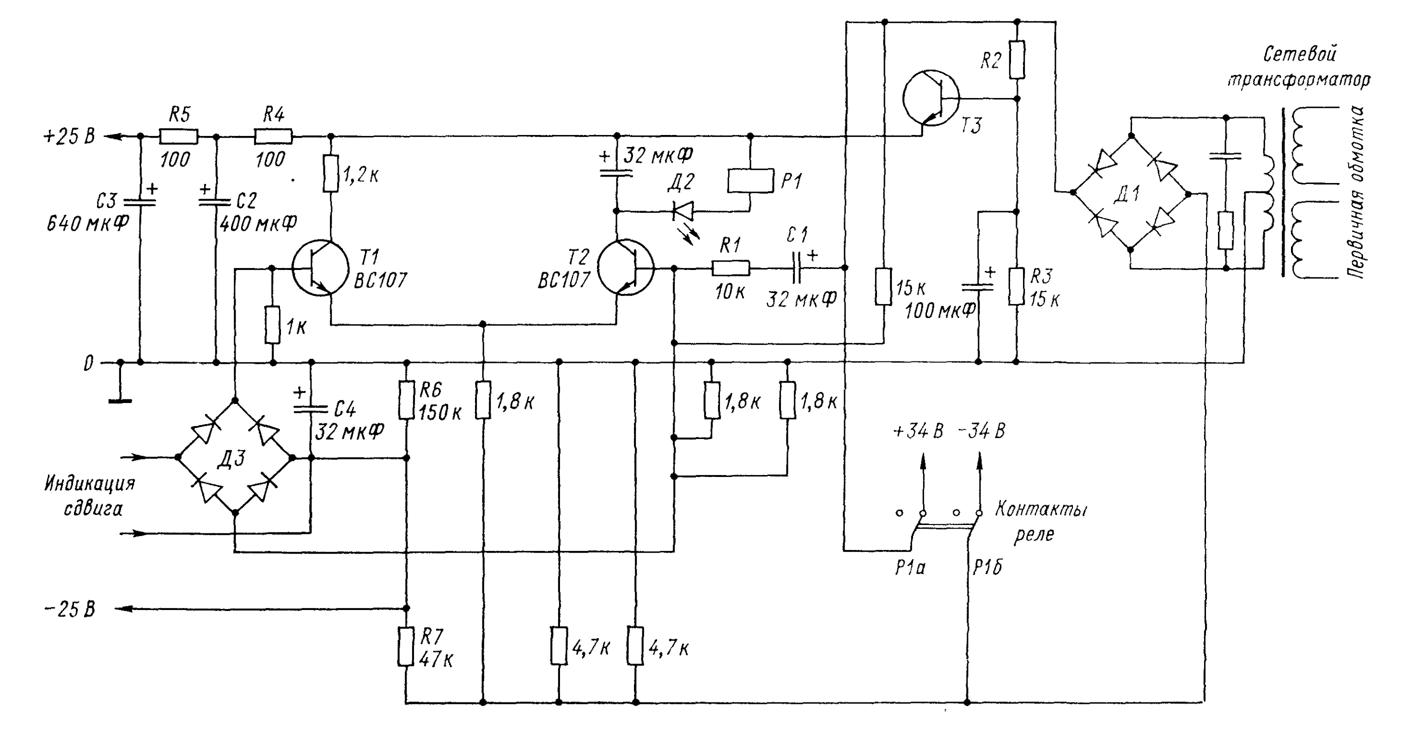


Рис. 4.9. Источник питания с разнополярными напряжениями для усилителя LE 720 фирмы «Брайан» (см. рис. 4.8)

Пара транзисторов *T1* и *T2* через реле *P1* отключает источник питания, если компенсирующее напряжение превышает 5 В на выходе. Обеспечиваются выходы +34 В и −34 В, +25 В и −25 В относительно шасси (см. текст)

матора и мостового мощного выпрямителя *Д1* (верхняя правая часть схемы) — значения напряжения выбираются относительно шасси.

Напряжения питания +34 В и —34 В подаются на усилитель через контакты реле *Р1а* и *Р1б* и через предохранители. В нормальных рабочих условиях намотка реле *Р1* заряжается током от транзистора *Т2*, который является составной частью пары с транзистором *Т1*. Когда реле *Р1* возбуждается, ток проходит через светодиод *Д2*, который зажигается, показывая, что усилитель включен. В этом случае контакты *Р1а* и *Р1б* замыкаются.

Мостовой выпрямитель *Д3* включен на выходе усилителя для определения компенсирующего напряжения. В нормальных условиях это напряжение очень мало́ или вовсе отсутствует.

Если напряжение компенсации вызвано разбалансом усилителя мощности, то выпрямитель *Д3* передает его на базы транзисторов *Т1* и *Т2*. Это приводит к отпиранию транзисторов и воздействию на реле *Р1*, которое разъединяет контакты *Р1а* и *Р1б* и отключает источник питания, что, в свою очередь, выключает светодиод.

Реле *Р1* вновь перезаряжается после выключения источника питания, 5-секундного перерыва и последующего включения питания. Перерыв дает возможность конденсатору *С1* цепи *R1*, *С1* разрядиться, чтобы восстановить нормальный режим работы пары транзисторов *Т1* и *Т2*.

Реле работает либо с положительным, либо с отрицательным компенсирующим напряжением. Оно нечувствительно к напряжению сигналов с частотой выше 20 Гц.

Транзистор *Т3* используется для обеспечения напряжения питания +25 В, подаваемого на каскады предварительного усилителя в блоках регулировки (не показанного на схеме). Напряжение устанавливается с помощью базового делителя на резисторах *R2*, *R3*. Последующая фильтрация напряжения питания +25 В достигается с помощью элементов *R4*, *R5*, *С2*, *С3*. Напряжение +25 В этого источника питания подается также на каскады усилителя мощности (рис. 4.8).

Напряжение питания с обратной полярностью —25 В для усилителя мощности получают с помощью делителя *R6*, *R7* от источника питания —34 В, а фильтрацию осуществляют с помощью конденсатора *С4*.

ТРАНЗИСТОРЫ ДЛЯ 100-ВАТТНЫХ КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ СИММЕТРИЧНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Большинство современных усилителей основано на квазикомплементарных или комплементарных симметричных схемах при использовании мощных транзисторов типа MJ 802 (*n-p-n*)

и MJ 4502 (*p-n-p*), а также транзисторов для предоконечных усилителей типа MM3007 (*n-p-n*) и 2N5679 (*p-n-p*) фирмы «Моторола» (Motorola). От комплементарных симметричных схем можно получить звуковую мощность до 100 Вт при сопротивлении нагрузки 8 Ом.

Как указывалось ранее, два блока усиления стереофонического усилителя встраиваются в один корпус (часто с предварительными усилителями двухканального блока регулировок). То же самое относится к новому поколению четырехканальных усилителей для квадрафонического воспроизведения, четыре блока усиления в которых могут путем переключения преобразовываться в стереопары, причем каждая имеет более высокую общую мощность по сравнению с каждым отдельно взятым каналом (см. с. 138).

РАДИАТОРЫ

При работе в режиме класса А требуется максимальное рассеяние мощности выходных транзисторов в условиях покоя, т. е. при отсутствии входного и выходного сигналов. Минимальное рассеяние и, следовательно, максимальная эффективность [см. выражение (4.1)] проявляются в условиях максимального изменения напряжения на коллекторе и при максимальной подаче мощности на нагрузку. Мощные транзисторы в классе А рассеивают значительную мощность в нормальных рабочих условиях и поэтому требуют продуманного применения радиаторов.

Усилители класса В с $I_q=0$, получая сигнал синусоидальной формы, создают максимальное рассеивание мощности в каждом транзисторе при выходном напряжении, если $U_s/2 = U_s/3{,}1416$ [см. выражение (4.2) и выведенные формулы]. Теоретически 100-ваттный усилитель может быть построен на паре мощных транзисторов с номинальной мощностью каждого из них по 10 Вт.

Теперь, когда усилители с выходной мощностью 100 и более ватт на канал используются вместе с малоэффективными акустическими системами и должны обеспечивать по шкале Hi—Fi громкость с динамическим диапазоном свыше 60 дБ в помещении с высоким коэффициентом поглощения, становится очевидной необходимость режима класса В. Несомненно, выполненный на транзисторах с соответствующей номинальной мощностью усилитель класса А может обеспечить подобную мощность, но тогда необходимы массивные радиаторы и весь усилитель в целом, особенно если он четырехканальный, будет иметь такие большие размеры, что окажется несовместимым с домашней обстановкой.

Тем не менее, стереофонические усилители класса А мощностью 10 или 20 Вт на канал популярны среди любителей,

и при таких малых мощностях размеры их не очень существенны. Однако при наличии преимуществ класса В, особенно в отношении подавления перекрестных искажений, будущее двухтактных каскадов мощности класса А представляется малоперспективным, особенно с появлением квадрафонических усилителей.

Нет универсального значения для тока покоя класса В. Действительное значение определяется конструкцией, природой транзисторов и требованиями к величине искажений. Чтобы устранить перекрестные искажения или, по крайней мере, свести их к минимуму, в некоторых конструкциях применяется очень большое значение I_q. Так как изменение I_q влияет на режим работы выходной пары транзисторов, то неизбежны изменения в природе искажений. Ее можно определить путем регулировки предварительно выбранного значения I_q, наблюдая при этом остаточные искажения от измерителя коэффициента гармоник на экране осциллографа (см. гл. 5, с. 177).

Что касается искажений, то предварительный выбор их величины может быть очень критичным, что показывает, как важно при разработке сохранять стабильную рабочую точку выходных транзисторов при изменениях напряжения и температуры. В некоторых случаях искажения меняются при нагревании выходных транзисторов и при изменениях входного напряжения. Однако, как мы уже видели, в большинстве усилителей Hi—Fi используются схемные решения, обеспечивающие стабильность рабочей точки. Одни из этих решений дают лучшую стабильность, другие — худшую.

В усилителях могут быть либо отдельные радиаторы для каждого мощного транзистора, либо все мощные транзисторы имеют один общий большой радиатор. На рис. 4.10 показан общий радиатор для двух пар выходных транзисторов на два канала, а на рис. 4.11 (вверху) изображены выходные транзисторы, смонтированные каждый на собственном радиаторе.

Радиаторы выбираются с соответствующим тепловым сопротивлением для максимального общего рассеяния мощности транзисторов. Чем больше мощность усилителя, тем больше радиаторы. Чтобы улучшить теплопроводность, между каждым транзистором и поверхностью радиатора применяется кремниевая смазка.

Если очень большие радиаторы используются в стереофоническом усилителе класса В с выходной мощностью 40—50 Вт на канал, повышение их температуры при воспроизведении музыкальных программ незначительное, а в состоянии покоя оно очень мало.

Однако если подается постоянный сигнал (синусоидальной формы) при полной номинальной мощности усилителя (оба канала работают одновременно), то рассеиваемая мощность

будет намного больше и при длительном сохранении этих условий радиаторы станут горячими.

С другой стороны, усилители квазикласса В, работающие с большими значениями I_q (со смещением к классу АВ), даже

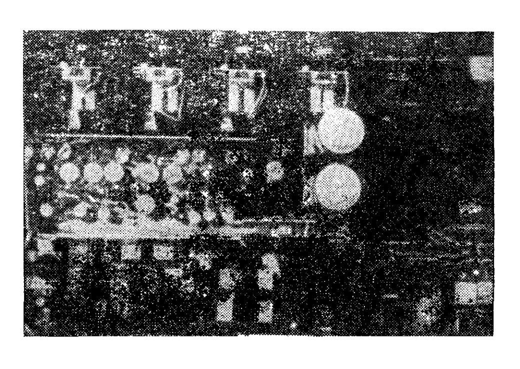


Рис. 4.10. Радиатор для обеих пар выходных транзисторов в стереоусилителе

в состоянии покоя отличаются сильным нагреванием радиаторов. Действительно, температура покоя указывает на значение I_q, выбранное разработчиком. Некоторые конструкции работают с очень большими I_q для получения минимальных пере-

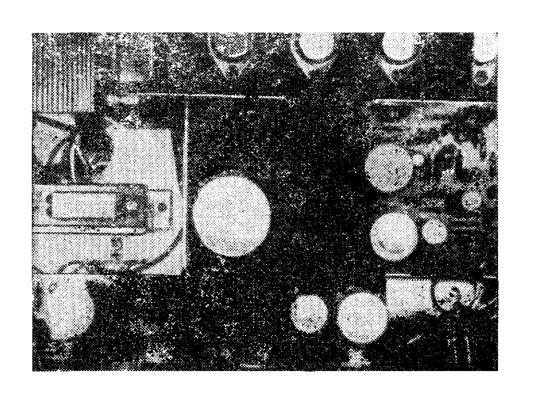


Рис. 4.11. Стереоусилитель, в котором каждый мощный транзистор имеет свой собственный радиатор

крестных искажений, но это не во всех случаях. Например, некоторые усилители с выходной мощностью 40—50 Вт имеют $I_q = 10$ мА, но также отличаются малым уровнем искажений.

В некоторых недорогих усилителях используются металлические шасси, позволяющие приспосабливать печатные платы в качестве радиаторов. Эта конструкция вполне приемлема,

когда общая тепловая мощность рассеяния транзисторов относительно мала. Когда же необходимо работать при довольно высоком I_q, чтобы сохранить низкий уровень искажений, может повыситься сверх обычной нормы температура покоя, так что весь усилитель очень нагреется.

Номинальная тепловая мощность рассеяния транзисторов в предоконечном каскаде также может быть достаточно высо-

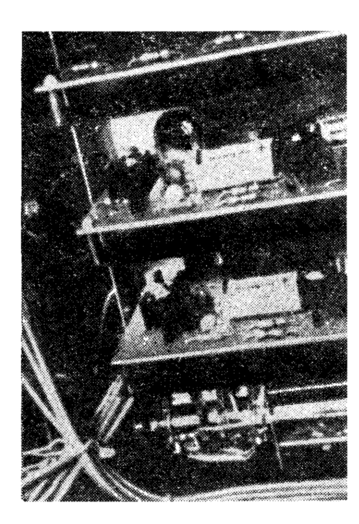


Рис. 4.12. Закрепленные на транзисторе радиаторы, иногда используемые для транзисторов предоконечного каскада

кой, что потребует применения радиаторов. Небольшие радиаторы вполне приемлемы для усилителей, конструкция которых показана на рис. 4.12.

РЕГУЛИРОВКА ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

У усилителей класса А общая мощность, потребляемая выходным каскадом от источника питания, является постоянной. Поэтому регулировка источника питания у усилителей этого класса менее важна, чем у усилителей класса В, где потребляемая мощность увеличивается с увеличением мощности, расходуемой на нагрузку. Тем не менее, благодаря требованию постоянства мощности в классе А усилители этого класса должны содержать в себе источник, обеспечивающий постоянное высокое номинальное значение мощности с малым содержанием пульсаций в большом по значению постоянном токе.

В классе В регулировка используется не всегда, так как можно получить довольно низкое сопротивление источника

питания от новейших типов мостовых выпрямителей, питаемых от вторичной обмотки сетевого трансформатора, имеющей низкое активное сопротивление (см. рис. 4.9). Выходные каскады усилителей мощности обычно получают питание непосредственно от конденсатора, поэтому сопротивление источника не возрастает от подключенного последовательно резистора. Однако применяются отдельные схемы питания предшествующих каналов и каскадов предварительного усиления в блоке регулировки, где для устранения фона преимущественно используются источники питания с очень малым содержанием пульсаций.

Некоторое представление об эффективности выпрямителей мощности мостового типа можно получить, зная, что четыре выпрямителя мощности типа BY126 фирмы «Маллард», соединенные по мостовой схеме, обеспечивают напряжение постоянного тока 24 В при емкости конденсатора 4000 мкФ и токе 1,6 А от вторичной обмотки сетевого трансформатора с малым сопротивлением, создающего напряжение 18 В (среднее квадратическое значение).

Регулировка источника питания, естественно, зависит от его сопротивления и от возможностей изменения потребляемого тока от минимального до максимального значения. Простой источник питания на мостовом выпрямителе для усилителя с выходной мощностью 40 Вт на канал может иметь напряжение, к примеру, 83 В в состоянии покоя. При работе одного канала на полную мощность с сигналом синусоидальной формы при нагрузке 4 Ом напряжение может падать до 78 В. Если же оба канала работают одновременно на полную мощность с синусоидальным сигналом, то возможно падение напряжения до 70 В.

Именно по этой причине при отсутствии регулировки источника питания (или отдельных источников, как будет указано ниже) мощность каждого канала усилителя класса В будет на несколько децибел меньше при одновременной работе двух каналов по сравнению с мощностью при работе одного канала. Следует вспомнить, что теоретически максимальная мощность усилителя класса В составляет $U_s^2/(8R_L)$, где U_s — напряжение источника питания (см. с. 119). Если падает U_s, то понижается также выходная мощность.

Если инженеры и технические специалисты, работа которых состоит в составлении отчетов по испытаниям аппаратуры, могут правильно оценить возможности усилителя при работе двух (или четырех) каналов при нагрузке 8 Ом с сигналом синусоидальной формы (что является очень ценным и даже желательным способом испытания), то изготовители более дорогой и мощной аппаратуры могут применить источник питания с такой регулировкой (обеспечивая при этом минимальное падение напряжения при переходе усилителя от состоя-

ния покоя к максимальной нагрузке двух каналов), чтобы мощность каждого канала была в значительной степени одинаковой независимо от того, работают ли один или два канала. Общая мощность усилителя во втором случае, естественно, больше.

Чтобы обеспечить максимальную стабильность номинальной мощности при работе двух каналов одновременно, американская фирма «Харман-Кардон» (Harman-Kardon), выпускающая аппаратуру Hi—Fi, применяет двойной источник питания — по одному источнику для каждого канала, изолируя при этом каналы между собой.

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ

Английская фирма «Акустикэл Мануфэкчеринг Компани Лтд.» (Acoustical Manufacturing Company Ltd.), изготовитель хорошо известной аппаратуры серии Quad, является сторонником применения регулируемых источников питания. Схема такого источника питания, используемого в усилителе мощности Quad 303, приведена на рис. 4.13. Усилитель Quad 303 требует для работы применения согласованного с ним отдельного блока регулировки типа Model 33.

Сетевой трансформатор *Тр1* питает обычный мостовой выпрямитель *Д1—Д4*, а в качестве емкости используются электролитический конденсатор общей емкостью 4000 мкФ (2000+ +2000 мкФ). Положительный выход выпрямителя непосредственно соединяется с усилителем, в то время как отрицательный выход соединен транзистором *Т3* регулятора (от эмиттера к коллектору, так как это — *n-p-n*-прибор). Таким образом, напряжение питания усилителя зависит от проводимости транзистора *Т3*. Режим работы этого транзистора регулируется с помощью эмиттерного повторителя *Т201*, который связан с транзистором *Т200*. Режим работы последнего стабилизирован диодом Зенера *Д201*. Так как база транзистора *Т200* связана с положительным выходом источника питания, то любое изменение напряжения источника вызовет изменение напряжения на базе транзистора *Т3*, что изменит его проводимость.

Схема выполнена таким образом, что уменьшение напряжения питания автоматически с помощью транзистора *Т3* вызывает увеличение мощности, а увеличение напряжения тем же транзистором *Т3* обеспечивает уменьшение мощности. Поэтому источник питания для усилителя остается постоянным независимо от мощности, обеспечиваемой выходными каскадами.

С помощью переменного резистора *R′200* регулируется напряжение базы транзистора *Т200*, и таким образом устанавливается необходимое для усилителя напряжение питания 67 В.

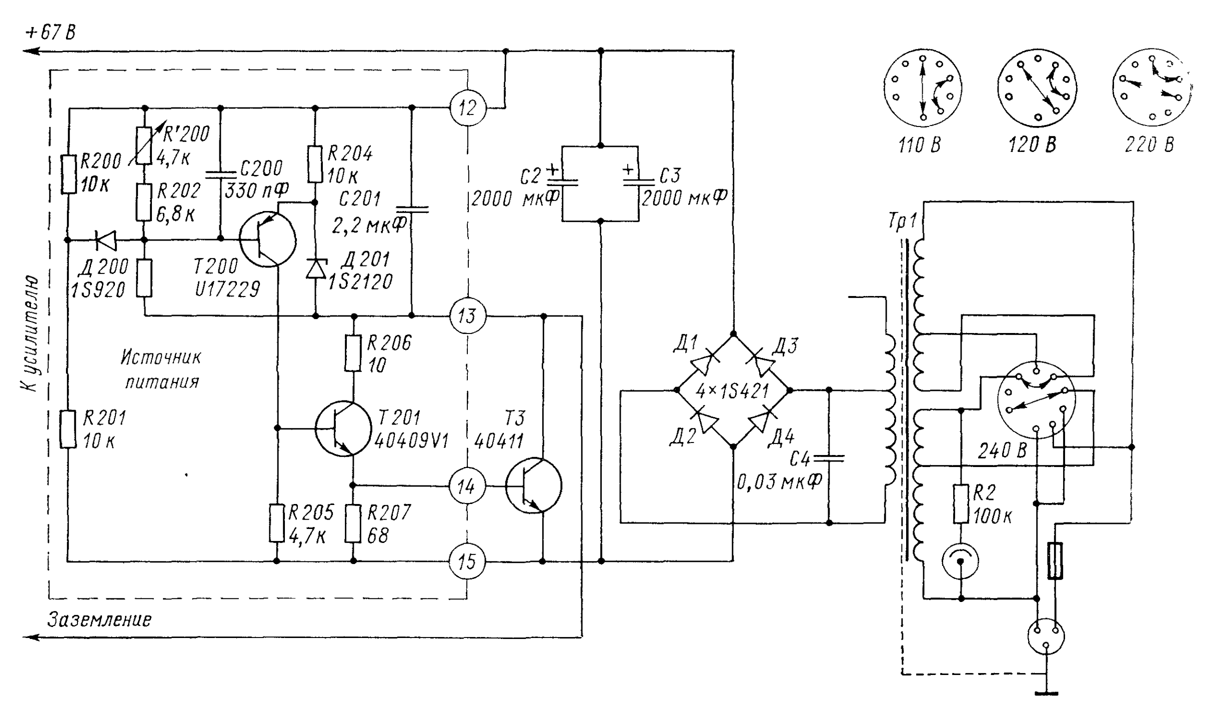


Рис. 4.13. Регулируемый источник питания для усилителя мощности Quad 303 (см. текст)

Для улучшения фильтрации усилитель мощности может получать питание непосредственно от выпрямителя источника питания, а каскады предварительного усиления — от транзистора, подключенного последовательно, с регулировкой или без нее. Тюнеры-усилители, в которых настройка производится с помощью варикапов, также могут иметь регулировку напряжения питания, чтобы предотвратить смещение настройки с изменением напряжения источника питания. Схема регулировки питания в приемниках 625 и 626 фирмы «Армстронг» приведена на рис. 4.14.

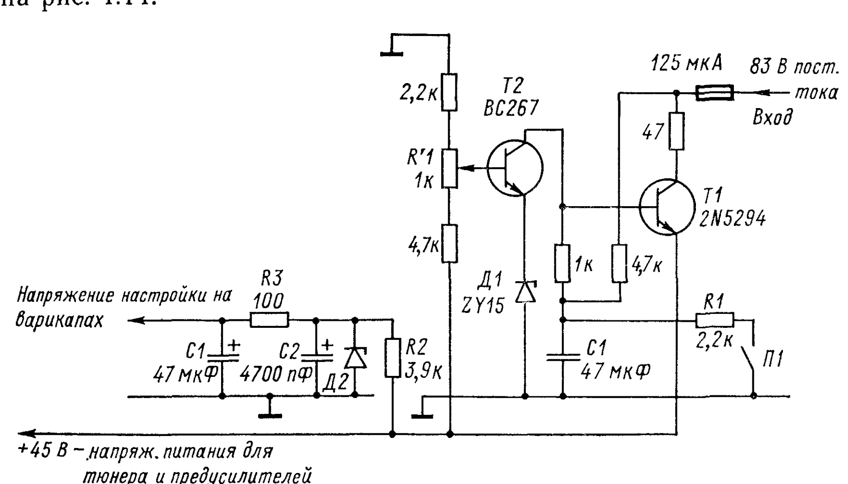


Рис. 4.14. Регулируемый источник питания для предварительного усилителя и тюнера, используемый в приемниках 625 и 626 фирмы «Армстронг», с применением стабилизирующей схемы с диодом Зенера для питания варикапов (см. текст)

T1 — это последовательно подключенный регулирующий транзистор, на который подается напряжение 83 В от сетевого источника питания и снимается напряжение 45 В на тюнер и каскады предварительного усиления низкой частоты.

Так как выходное напряжение имеет положительную полярность, то оно снимается с эмиттера. Проводимость транзистора *T1* регулируется с помощью транзистора *T2*, включенного по схеме с общим эмиттером и стабилизированного диодом Зенера *Д1*. С помощью транзистора *T2* любое изменение напряжения питания 45 В нейтрализуется за счет возникающего изменения проводимости. Транзистор обеспечивает либо увеличение, либо уменьшение напряжения по мере необходимости. Потенциометром *R'1* предварительно устанавливается выходное напряжение 45 В. Элементы *П1*, *R1*, *C1* используются в схеме бесшумной настройки.

Переключатель *П1* закрывается, когда отключается питание, а за счет постоянной времени цепи *C1*, *R1* база транзи-

стора *T1* быстро подключается к потенциалу шасси. В результате создается резкое падение напряжения питания 45 В, что не отражается на настройке с помощью варикапов в диапазоне «слышимых» частот, так как большинство электролитических конденсаторов разряжается при отключении питания.

Выпрямитель содержит схему тепловой задержки, которая предохраняет от перегрузок маломощные транзисторы при включении питания. В схеме последовательно с выпрямителем подключается резистор сопротивлением 47 Ом для уменьшения нагревания.

Напряжение для питания варикапов обеспечивается диодом Зенера *Д2*, подключенным к напряжению 45 В через резистор *R2*. Пульсация уменьшается за счет низкого сопротивления диода Зенера. Но если даже небольшая пульсация на варикапах вызывает модуляционный фон, то с помощью элементов *C3, R1* обеспечивается дальнейшая фильтрация. Шунтированный диодом Зенера конденсатор *C2* снижает шумовые сигналы, тем более, что диоды Зенера могут их создавать.

Регулировка усилителей мощности создает возможность увеличения выходной мощности каждого канала при одновременной работе обоих каналов, и поскольку регулировка связана с низким сопротивлением источника питания, то ее применение может уменьшить проблемы развязки на низких частотах и взаимодействия между каналами в двух- и четырехканальных усилителях.

Следует отметить, что различие между средней выходной мощностью и музыкальной мощностью по стандарту IHF до некоторой степени связано с регулировкой напряжения питания. Если принять, что радиаторы с определенным тепловым рассеянием используются для мощных транзисторов, тогда будет очень небольшая разница между музыкальной мощностью по стандарту IHF и средней мощностью, когда источник питания регулируется в широких пределах.

МОСТОВАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

Выходы двух усилителей мощности могут быть объединены для создания общего выхода с большей мощностью при общей нагрузке. Такая конструкция носит название мостовой схемы, она была разработана фирмой «Белл Телефон» (Bell Telephone Laboratories) несколько лет тому назад. Возможны оба варианта мостовой схемы с последовательным и параллельным соединением. Однако для использования в аппаратуре Hi—Fi последний вариант предпочтительнее, поскольку он приводит к снижению искажений. При последовательном соединении в мостовой схеме, когда два выхода соединяются последовательно с нагрузкой, добавляются компоненты фазовых иска-

жений (от сигналов в фазе и противофазе), создавая общее искажение, которое является «средним» для двух выходов. При параллельном соединении двух выходов и подаче сигнала в противофазе на нагрузку компоненты искажения сигнала, находящегося в фазе, исключаются, так что общие искажения в итоге составляют меньшую величину.

С появлением четырехканальных усилителей для квадрафонического воспроизведения мостовая схема мощности получила широкое признание. В монофонических усилителях редко приходилось соединять вместе два усилителя для обеспечения большой выходной мощности, а в стереофонических усилителях оба канала действовали полностью, так что почти не возникало необходимости соединять их выходы электрическим путем для получения одной повышенной мощности для одного громкоговорителя.

Можно, конечно, передавать монофонический сигнал через стереоусилитель к двум громкоговорителям или преобразовывать стереосигнал в монофонический (путем соединения левого и правого каналов параллельно где-нибудь в блоке регулировки), так что оба громкоговорителя будут возбуждаться вместе, но это не напоминает мостовую схему усилителя мощности.

Преимущество мостовой схемы в четырехканальных усилителях состоит в том, что при соответствующем переключении такой усилитель может раздельно подавать сигнал на четыре отдельных громкоговорителя при квадрафоническом воспроизведении или на два отдельных громкоговорителя с большей мощностью на каждый канал при стереовоспроизведении. Переключением обеспечивается параллельное мостовое соединение левого переднего усилителя с левым задним усилителем (для левого громкоговорителя) и правого переднего усилителя с правым задним усилителем (для правого громкоговорителя в стереопаре).

Первым создателем такого режима переключения является американская фирма «Харман-Кардон».

При установке переключателя стерео-квадро в положение «четырехканальное воспроизведение» все четыре канала усилителя работают независимо друг от друга (рис. 4.15).

На рис. 4.16 показано, что происходит, когда переключатель устанавливается в положение «стереовоспроизведение». Левый громкоговоритель получает сигнал от параллельно соединенных левого переднего и левого заднего усилителей, а правый — от параллельно соединенных правого переднего и правого заднего усилителей. Переключатель фирмы «Харман-Кардон» автоматически отключает левый и правый задние громкоговорители в стереорежиме.

Диаграммы на рис. 4-17 иллюстрируют, что происходит в случае параллельного соединения усилителей. Предположим,

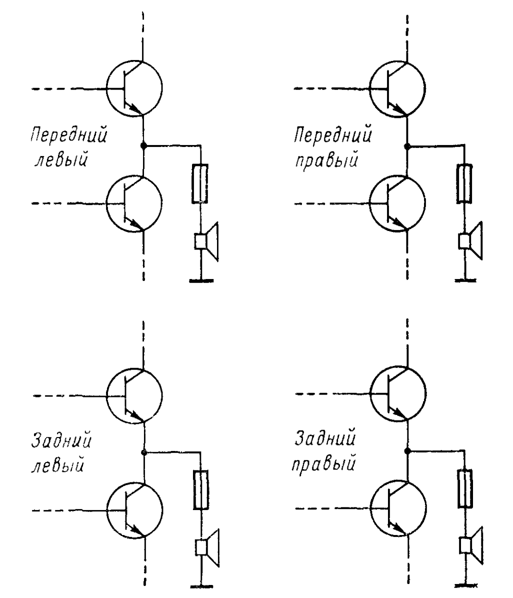


Рис. 4.15. Четырехканальный усилитель с независимыми выходными каскадами

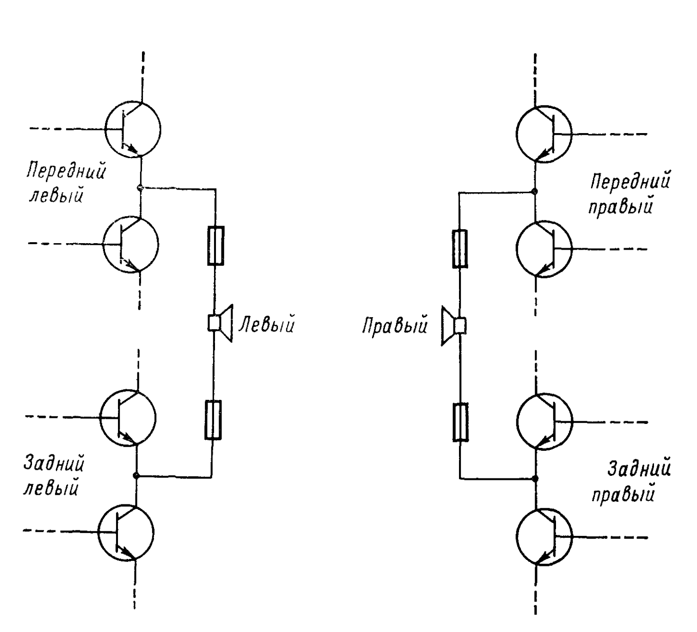


Рис. 4.16. Четырехканальный усилитель, в котором переключением создается параллельное мостовое соединение двух пар каналов для работы в стереорежиме с увеличеиием выходной мощности объединенного канала (см. текст)

что от двух усилителей поступают сигналы синусоидальной формы (*а* и *б*) с максимальной амплитудой U_p, тогда комбинированный сигнал (*в*) на нагрузке будет иметь амплитуду $2U_p$, так как сигналы *а* и *б* отличаются по фазе на 180° и имеют одинаковую амплитуду.

Общая максимальная мощность, следовательно, будет равна $2U_p^2/R$, где R — сопротивление нагрузки. Так как макси-

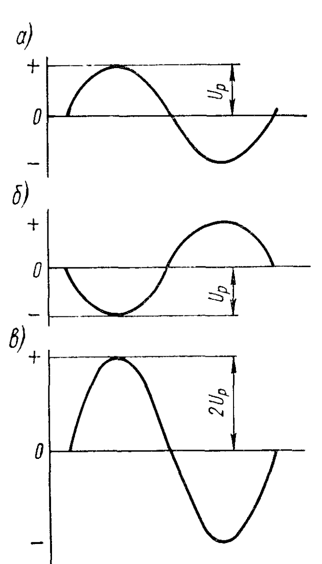


Рис. 4.17. Сигналы, существующие при параллельном мостовом соединении: *а* и *б* — сигналы от двух отдельных усилителей; *в* — сигнал на общей нагрузке, разделенной двумя усилителями

Поскольку сигналы *а* и *б* имеют одинаковую амплитуду и подаются на нагрузку в противофазе, то амплитуда сигнала *в* равна сумме амплитуд сигналов *а* и *б*. Такой метод мостового соединения исключает искажения сигнала, подаваемого в фазе

мальная мощность одного усилителя на той же самой нагрузке составляет U_p^2/R, то очевидно, что комбинированная мощность двух усилителей будет в четыре раза больше.

Общая средняя мощность

$$W_{\text{общ}} = \frac{(U_{\text{ус}1} + U_{\text{ус}2})^2}{R}, \tag{4.4}$$

где $U_{\text{ус}1}$ и $U_{\text{ус}2}$ — средние квадратические напряжения на нагрузке соответственно усилителей 1 и 2; R — сопротивление разделяемой нагрузки в омах.

На практике максимальная мощность, обеспечиваемая в результате параллельного мостового соединения, используется редко. Четырехканальные усилители переключаются так,

что мощность, получаемая в результате мостового соединения, в два раза или немногим больше превышает мощность одного канала. Чтобы получить мощность, бо́льшую в четыре раза, требуется значительное улучшение возможностей радиаторов и источников питания.

Сравнивая схемы включения, приведенные на рис. 4.15 и 4.16, видим, что для измерения мощности, получаемой в результате параллельного мостового соединения, необходим вольтметр со шкалой средних квадратических значений, соединенный непосредственно с нагрузкой без заземления. Если одна выходная клемма вольтметра будет заземлена, то на выходе одного усилителя возникнет короткое замыкание, которое выведет из строя предохранитель.

СНИЖЕНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Как указывалось в гл. 2, малоизученные до настоящего времени искажения, называемые переходными интермодуляционными, сейчас привлекают к себе особое внимание. Они изучались достаточно подробно представителем научно-исследовательского центра «Филипс» (Philips Research Laboratories) в Эйндховене (Голландия) Матти Отала, который написал ряд статей, рассматривающих различные аспекты этой проблемы *.

Когда на вход усилителя мощности подается от блока регулировки переходный сигнал, частота которого больше времени нарастания его в усилителе мощности, то во входном сигнале создается пульсация или превышение уровня, вызванное задержкой сигнала обратной связи. Так как превышение уровня может привести к отсечке во входном каскаде или в каскадах усилителя мощности, то усиление других сигналов, появившихся одновременно в этих условиях, будет равно нулю, что приведет к возникновению 100%-ных интермодуляционных искажений.

Хотя эти искажения нелегко измерить (см. гл. 5, с. 171), они заметно раздражают слушателя и усиливаются, если поднять высокие частоты с помощью блока регулировки. Чтобы устранить эти искажения, необходимо выбрать частоту среза усилителя выше частоты среза блока регулировки (т. е. каскадов предварительного усиления). Так как необходимая

---

* Например, статьи «Модификация схем усилителей низкой частоты для уменьшения переходных интермодуляционных искажений» (Journal of the Audio Engineering Society, 1972, vol. 20, № 5); «Переходные искажения в транзисторных усилителях мощности» (IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, 1970, vol. AU-18, September); «Переходные интермодуляционные искажения в коммерческих усилителях низкой частоты» (JAES, 1974, vol. 22, № 4).

верхняя граница частотного диапазона блока регулировки должна быть не менее 20 кГц, то в усилителях мощности следует использовать транзисторы с наиболее высокой частотой f_T.

Кроме того, стабильность усилителя мощности также требует особого внимания, чтобы можно было полностью использовать частоту f_T мощных транзисторов. Например, верхняя частота среза ограничивается RC-цепью, необходимой для стабилизации усилителя при наличии обратной связи, и чем больше обратная связь, тем ниже частота среза, ограничиваемая элементами RC.

Также амплитуда сигнала с повышенным уровнем увеличивается при наличии обратной связи, и переходные интермодуляционные искажения становятся примерно пропорциональными значению обратной связи.

Существует возможность применения минимальной отрицательной обратной связи, согласующейся с требованиями к гармоническим и обычным интермодуляционным искажениям. В некоторых моделях ее использование представляет собой компромисс между выбором приемлемых переходных интермодуляционных и гармонических искажений, с одной стороны, и обычных интермодуляционных искажений — с другой, так что регулировка обратной связи в ту или другую сторону приведет к субъективному ухудшению качества воспроизведения звука.

Кроме применения мощных транзисторов с высокой частотой f_T и блока регулировки с верхней границей частотного диапазона 20 кГц, существуют другие методы уменьшения переходных интермодуляционных искажений, которые включают в себя использование незашунтированных резисторов в цепях эмиттера и (или) низкоомных резисторов в цепях базы или коллектора, которые необходимы для подъема верхней частоты среза усилителя мощности, применение предварительных схем компенсации для улучшения стабильности и сохранения относительно большого тока коллектора и высокого напряжения перехода коллектор — эмиттер для входных транзисторов, чтобы увеличить границы перегрузки.

Предполагается, что частотная характеристика усилителя мощности определяет требуемую частотную характеристику предварительного усилителя, так что «реальная» частотная характеристика не расширяется под воздействием отрицательной обратной связи. Другими словами, если 20 кГц принять как верхнюю граничную частоту диапазона воспроизведения Hi—Fi, то ее можно получить без применения обратной связи в усилителе. А верхняя частота среза усилителя с обратной связью будет по меньшей мере равна произведению 20 кГц на усиление петли обратной связи (т. е. 630 кГц — для обратной связи 30 дБ, 2 МГц — для 40 дБ и т. д.).

Значительным событием в развитии технологии усилителей мощности Hi—Fi явился выпуск в 1974 г. мощных полевых транзисторов (FET). Эти транзисторы созданы на основе изобретений японского профессора Нисизава из научно-исследовательской лаборатории электроники и связи университета Тохоку, где он является одним из ведущих специалистов и где за свои достижения в области изучения полупроводников был удостоен национальной премии. Транзистор был разработан специалистами фирмы «Ямаха Ниппон Гаки» (Yamaha Nippon

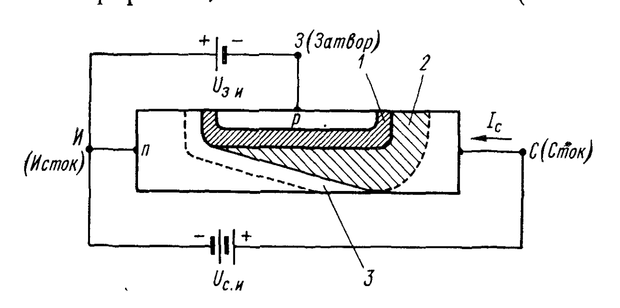


Рис. 4.18. Элементарная структура обычного полевого транзистора, показывающая его запирающий слой при подаче напряжения

1 — положение запирающих слоев при $U_{з.и}=0$ и $U_{с.и}=0$; *2* — то же, при $U_{з.и}=0$ и увеличении $U_{з.и}$ до точки отсечки; *3* — то же, при $U_{з.и}$, увеличенном, и $U_{с.и}$, достигшем насыщения

Gakky) по заказу Фонда развития технологии Японии. Следует поблагодарить фирму «Ямаха» за соответствующую информацию по этому вопросу.

Мощный полевой транзистор отличается от обычного «пентодного» полевого транзистора с малым сигналом тем, что его характеристика и входное сопротивление более похожи на эти же параметры триодной лампы и что он имеет мощность рассеяния 300 Вт.

На рис. 4.18 дан поперечный разрез обычного полевого транзистора и показано, как меняется канал проводимости при различных условиях питания; на рис. 4.19 приведены выходные характеристики. Токовый канал полевого транзистора образуется между двумя запирающими слоями в полупроводнике. Транзистор работает под действием напряжения между затвором (который имеет высокое сопротивление, поскольку в полевом транзисторе в качестве перехода обычно служит диод с обратным смещением) и электродами истока ($U_{з.и}$). При этом меняется площадь поперечного сечения канала тока путем сближения или удаления запирающих слоев, так что ток стока $I_с$ регулируется. Если $U_{з.и}$ увеличивается (отрица-

тельно по отношению к истоку n-канального полевого транзистора, как показано на рис. 4.19), то два запирающих слоя сближаются и в конечном счете смыкаются по всей длине канала. Сопротивление канала увеличивается настолько, что $I_с$ уменьшается. Когда два запирающих слоя соединяются, то ток $I_с$ не может протекать, и тогда канал отсекается. Напря-

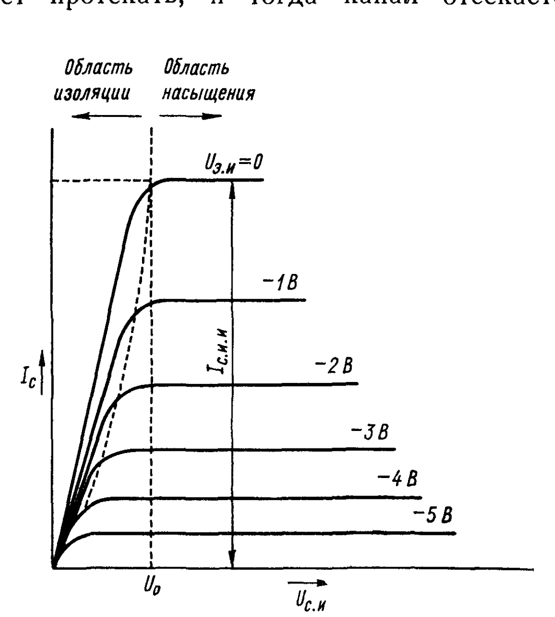


Рис. 4.19. Характеристики обычного полевого транзистора, показывающие напряжение отсечки $U_о$ и $U_{с.и.и}$ (напряжение короткого замыкания на участке сток—исток)

жение $U_{з.и}$, необходимое для этого условия, называется напряжением отсечки ($U_о$).

Когда напряжение между стоком и истоком $U_{с.и}$ увеличивается от нуля на постоянную $U_{з.и}$, то $I_с$ первоначально увеличивается линейно с увеличением $U_{с.и}$ (т. е. в линейном омическом диапазоне), но по мере нарастания $I_с$ канал тока сужается и его сопротивление увеличивается, так что скорость изменения $I_с$ уменьшается. В конечном счете запирающие слои почти соединяются, но на этот раз только на конце стока канала, что опять создает условие отсечки. (Более подробную информацию по этому вопросу см. в книге Малларда о полевых транзисторах.)

На рис. 4.19 приведены зависимости между $I_с$ и $U_{с.и}$, или выходные характеристики. Другой характеристикой является зависимость между $I_с$ и $U_{з.и}$, и эта кривая для обычного

полевого транзистора имеет параболическую форму, означая, по существу, квадратичную зависимость, т. е. $I_с(U^2_{з.и})$.

Однако новейшие типы мощных полевых транзисторов отличаются от маломощных полевых транзисторов тем, что их конструкция обеспечивает вертикальное прохождение тока через прибор и «сетка» располагается между истоком и стоком

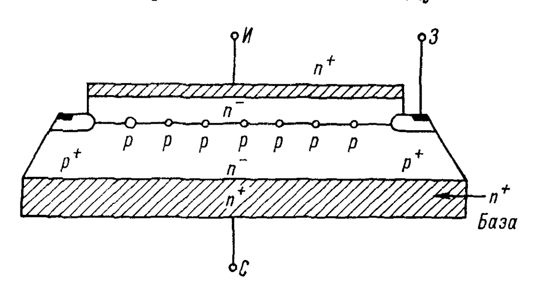


Рис. 4.20. Элементарное представление о мощном полевом транзисторе, где ток проходит через прибор вертикально (см. текст)

(рис. 4.20). Они сохраняют квадратичную характеристику и имеют частотный диапазон, превышающий диапазон обычного биполярного мощного транзистора, а спад высокочастотной характеристики зависит в основном от распределения

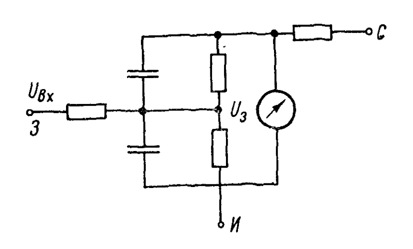


Рис. 4.21. Спад частотной характеристики в ВЧ-диапазоне мощного полевого транзистора, определяемый распределением емкости на входе

входной емкости, как показано на рис. 4.21. Частотные характеристики прибора приведены на рис. 4.22.

Параметры мощного полевого транзистора и связанного с ним транзистора предоконечного каскада (значения параметров последнего даются в скобках) приведены ниже в табл. 4.1.

Преимущества мощных полевых транзисторов перед обычными мощными биполярными транзисторами состоят в общем улучшении высокочастотной характеристики, устранении искажений типа «центральной отсечки», вызванных запасом неосновных носителей зарядов, так как эти эффекты отсутствуют

у основных носителей зарядов, действующих в полевых транзисторах в условиях улучшенной температурной стабильности, при высоком входном сопротивлении и меньшей тенденции к пробою. Более того, квадратичная характеристика полевых транзисторов означает, что гармоники третьего и нечетных порядков снижаются до минимума, в то время как гармонические искажения четных порядков могут быть значительно уменьшены с помощью тщательно сбалансированной двухтактной схемы усилителя.

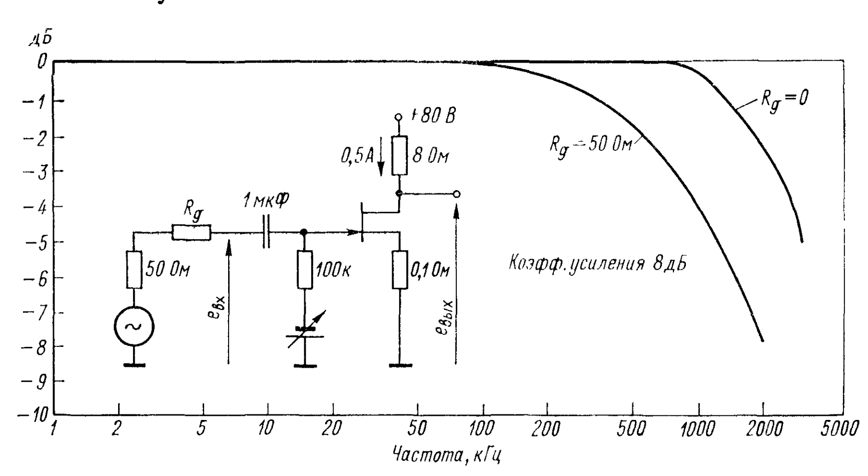


Рис. 4.22. Частотные характеристики мощного полевого транзистора

Таблица 4.1

Параметр	Значение параметра
Напряжение сток — исток $U_{с.\,и}$	200—300 В (300—500 В)
Мощность рассеяния стока $P_с$	300 Вт (10 Вт)
Ток короткого замыкания от стока к истоку $I_{с.\,и.\,и}$ при $U_{з.\,и} = 0$	10 А (0,1 А)
Коэффициент усиления напряжения μ	Обычно 5 (50)
Внутреннее сопротивление стока D_R	5 Ом (1 кОм)
Крутизна характеристики g_m	1 См (50 мСм)

Искажения вызываются нелинейностью переходных характеристик, как уже отмечалось ранее, так что

$$I_с = I_{с.\,и.\,и.}\left(1 - \frac{U_{з.\,и}}{U_0}\right)^n. \tag{4.5}$$

Если $n=2$, то выражение только констатирует присутствие гармонических искажений первого и второго порядков, но если $n \neq 2$, то полевые транзисторы не свободны от некоторых гармонических искажений третьего и более высоких порядков. Однако существуют значительные различия в искажениях у полевых и биполярных транзисторов, и именно потому, что величина гармонических искажений третьего порядка у полевых транзисторов намного ниже, чем у биполярных, значения интермодуляционных и перекрестных искажений у них более благоприятны, чем у биполярных транзисторов. Уровень искажений снижается с увеличением $I_с$, так как он уменьшается с увеличением $|1-U_{з.и}/U_о|$.

Таким образом, в двухтактных усилителях мощности на мощных полевых транзисторах большая часть гармонических искажений второго и последующих четных порядков может быть устранена с помощью тщательного балансирования и для данного низкого уровня искажений требуется меньшая отрицательная обратная связь, чем при использовании биполярных транзисторов. Другими словами, собственные искажения у усилителя мощности на полевых транзисторах без обратной связи ниже, чем у усилителя на биполярных транзисторах при прочих одинаковых условиях. Меньшая отрицательная обратная связь приводит к улучшению стабильности в расширенной полосе частот, что, в свою очередь, вызывает улучшение переходной характеристики и уменьшение переходных интермодуляционных искажений.

КОНСТРУКЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Лабораторный образец усилителя мощности с использованием двух мощных полевых транзисторов и предоконечных каскадов на полевых транзисторах разработан фирмой «Ямаха». Схема довольно обычная, имеются двухкаскадное дифференциальное усиление, симметричное питание от истокового повторителя с непосредственной связью и непосредственная связь с громкоговорителями. Смещение предоконечного каскада и мощных полевых транзисторов создается специальными схемами компенсации (на которые заявлен патент), что обеспечивает хорошую стабильность постоянного тока без регулировки источника питания. Допускается предварительная регулировка для компенсации различий между характеристиками полевых транзисторов. Но чтобы сохранить имеющуюся переходную характеристику без ухудшения из-за воздействия схемы вольтодобавки (цепей положительной обратной связи по сигналу) и электролитических конденсаторов, стараются по мере возможности обойтись без применения этих элемен-

тов, так же как и без стабилизирующей схемы с большой постоянной времени.

Выходные транзисторы имеют смещение, обеспечивающее их работу в режиме класса АВ практически без перекрестных искажений. Относительно высокий ток покоя регулируется защищенными от перегрева полевыми транзисторами.

Поскольку полевые транзисторы менее чувствительны к температуре по сравнению с биполярными, то не требуется

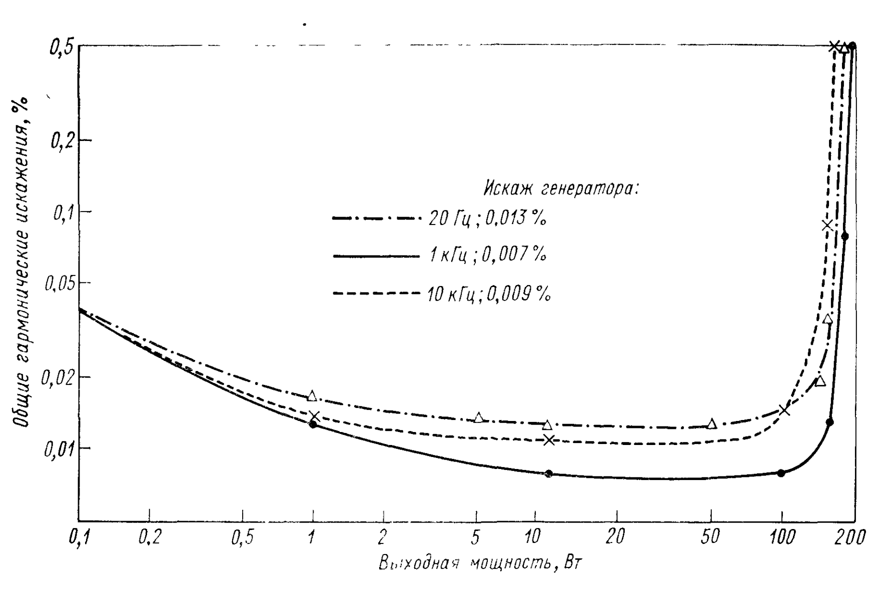


Рис. 4.23. Гармонические искажения относительно выходной мощности в лабораторном образце усилителя мощности на полевых транзисторах

Искажения—гармоники четного порядка. Нагрузка холостого хода 8 Ом

применения температурной компенсации. Не происходит также и тепловой утечки, так как значение I_c уменьшается с увеличением температуры.

Для левого и правого каналов используются независимые источники питания, и это означает, что мощность каждого канала сохраняется одинаковой независимо от того, работают один или два канала одновременно. Используется тройной нестабилизированный источник питания с выходными напряжениями +85 В, —85 В и —200 В.

Громкоговорители защищены на случай увеличения напряжения смещения (из-за непосредственной связи) схемой с электронным управлением реле, которое включается для отключения громкоговорителей и выходных каскадов усилителя при изменении напряжения смещения более чем на ±2 В.

В двухтактных каскадах мощности применены полевые транзисторы с допустимой мощностью рассеяния стока 300 Вт (при $T_c = 25°$ С), а в предоконечных каскадах также применены менее мощные полевые транзисторы с вертикальным пе-

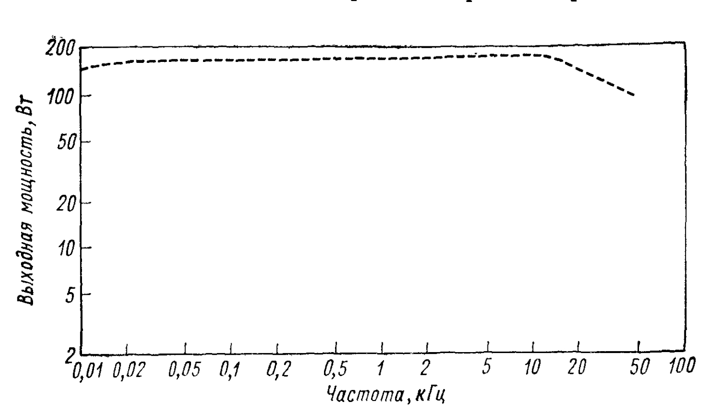


Рис. 4.24. Полоса мощности лабораторного образца усилителя на полевых транзисторах

Общие гармонические искажения — 0,5% (пост.); нагрузка холостого хода 8 Ом

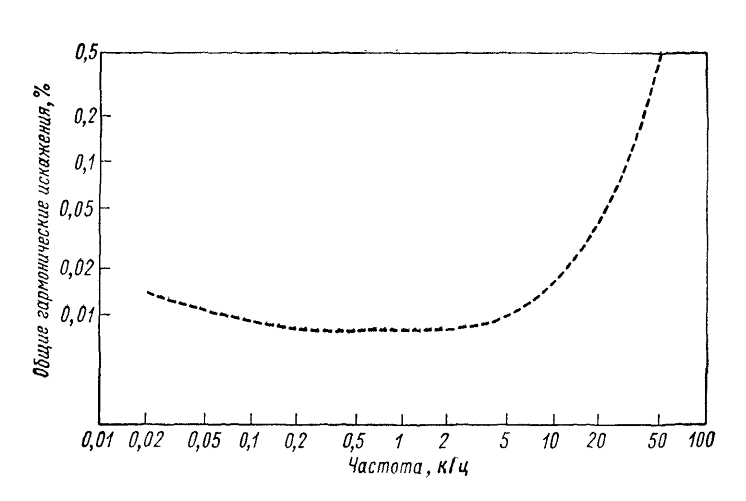


Рис. 4.25. Гармонические искажения лабораторного образца усилителя мощности на полевых транзисторах

Выходная мощность 8 Ом; нагрузка холостого хода 90 Вт

реходом, но с более высоким напряжением и усилением (см. табл. 4.1).

Основные параметры лабораторного образца усилителя следующие.

Выходная мощность при работе двух каналов на нагрузках 4 или 8 Ом в диапазоне 20 Гц—20 кГц составляет 150 Вт на канал (180 Вт на частоте 1 кГц при работе одного канала). Общие гармонические искажения при номинальной мощности — 0,1%, при мощности 1 Вт — 0,04%. Интермодуляционные искажения такие же, как и общие гармонические искажения. Частотная характеристика 5 Гц — 100 кГц (—1 дБ) при 1 Вт. Полоса мощности 5 Гц — 50 кГц (по стандарту IHF постоянная искажения 0,5%). Шум и фон 110 дБ (откорректированные по стандартной кривой *A*). Коэффициент ослабления на частоте 1 кГц равен 100 относительно 8 Ом. Входное напряжение 0,775 В (50 кОм). Нагрузка на выходе 4—16 Ом.

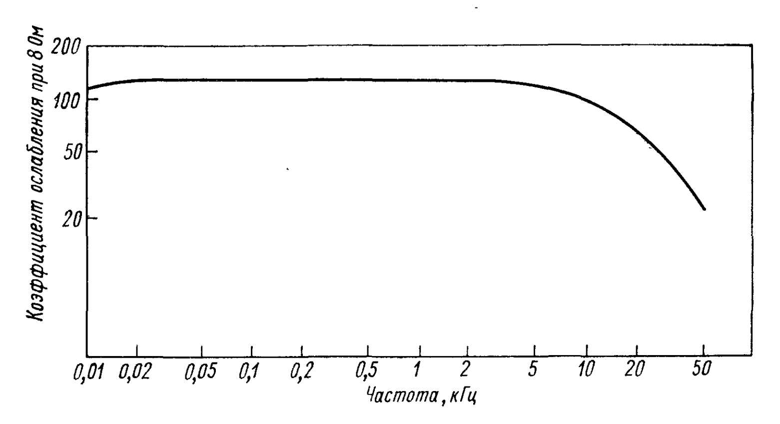


Рис. 4.26. Коэффициент ослабления лабораторного образца усилителя мощности на полевых транзисторах

Кривые на рис. 4.23—4.26 показывают соответственно зависимости гармонических искажений относительно выходной мощности и зависимости полосы мощности, гармонических искажений и коэффициента ослабления относительно частоты для лабораторного образца фирмы «Ямаха».

Продажа усилителей мощности на полевых транзисторах фирмы «Ямаха», так же как и усилителей других изготовителей (в том числе фирм JVC, «Пайонир», «Тосиба»), будет означать появление аппаратуры третьего поколения — от триодов через тетроды к биполярным и полевым транзисторам, которые напоминают триодные лампы, но имеют бо́льшие мощность, эффективность и не требуют выходного трансформатора.

Регулировка и измерение параметров усилителей

Общая основная установка, необходимая для измерения параметров усилителей, дана на рис. 5.1. Нагрузка должна быть активной и отвечать требованиям, предъявляемым как к значению мощности, так и к сигналу усилителя.

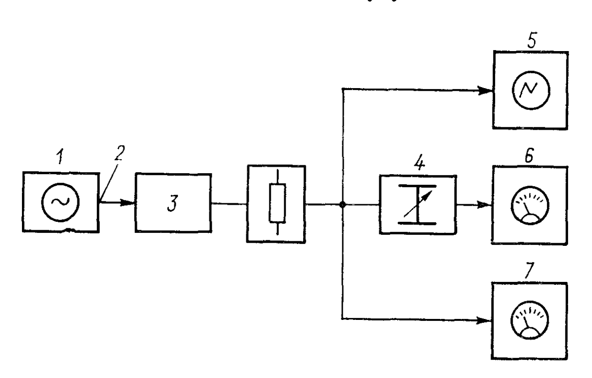


Рис. 5.1. Измерительная установка для общей оценки усилителя низкой частоты (см. текст)

1 — генератор звука (синусоидальные и прямоугольные сигналы); *2* — источник *Z* с нагрузкой около 600 Ом; *3* — измеряемый усилитель; *4* — переключаемый аттенюатор; *5* — осциллограф; *6* — милливольтметр; *7* — измеритель коэффициента гармоник

Генератор должен создавать сигнал синусоидальной формы с малым уровнем искажений (в общем случае) на нагрузке около 600 Ом и включать в себя измерительный прибор (внешний или встроенный), показывающий средний квадратический уровень генерируемого сигнала, а аттенюатор должен иметь деления на единицы и десятые доли децибел (десятые доли могут оказаться полезными) и выдерживать полное среднее квадратическое напряжение на нагрузке. Шкала милливольтметра должна быть откалиброванa в средних квадратических единицах напряжения и иметь чувствительность не менее 1 мВ при полном отклонении индикатора шкалы. Осциллограф

должен иметь ширину полосы не менее 1МГц, и измеритель коэффициента гармоник должен показывать до 0,1% полной шкалы.

ВЫХОДНАЯ МОЩНОСТЬ

При работе усилителя в режиме линейной частотной характеристики и установке регулятора громкости в положение максимального усиления входной сигнал, подаваемый на усилитель с выхода генератора, должен быть увеличен либо до появления на осциллографе ограничения сигнала, либо до появления в усиливаемом сигнале искажений заданного уровня, оцениваемых измерителем искажений (коэффициент гармоник 1% во многих случаях соответствует точке начала ограничения сигнала синусоидальной формы). Среднее квадратическое значение напряжения на нагрузке измеряется, и по нему с помощью выражения (2.10) рассчитывается средняя мощность. Используя милливольтметр и зная значение нагрузки для калибровки создаваемой мощности, можно измерять коэффициент гармоник при любой мощности и на любой частоте в пределах возможностей измерительной установки. Однако, чтобы уменьшить влияние шума, желательно снизить мощность от максимального уровня с помощью регулятора громкости усилителя. Отключив генератор сигналов звуковой частоты и измерив только шум, с помощью выражения (2.2) можно вычислить истинное общее гармоническое искажение.

При наличии двух- или четырехканального усилителя желательно измерять как регулируемую мощность, так и коэффициент гармоник каждого канала при одновременной работе всех каналов с одинаковой мощностью. Необходимый входной сигнал для усилителя может быть получен простым переключением блока регулировки в монорежим; но в некоторых случаях необходимо применить отдельную подачу сигнала на вход блока регулировки от обычного генератора сигналов звуковой частоты.

НАПРЯЖЕНИЕ СЕТЕВОГО ПИТАНИЯ

Так как на мощность и искажения при полной мощности влияет напряжение источника питания (см. с. 133), надо контролировать входное напряжение от сети и, если необходимо, следует регулировать его так, чтобы оно соответствовало усилителю в период измерения мощности и искажений. Для этого требуются сетевой трансформатор переменного напряжения и точный вольтметр переменного тока.

КОЭФФИЦИЕНТ ОСЛАБЛЕНИЯ

Коэффициент ослабления обычно измеряется при выходной мощности усилителя, равной 1/4 номинальной выходной мощности, на частоте 40 или 50 Гц. Напряжение на нагрузке при соответствующей мощности отмечается милливольтметром, и затем нагрузка отключается. Изменение напряжения является функцией коэффициента ослабления, который может быть получен с помощью выражения (2.7). Так как изменение напряжения очень мало, сопротивление источника также очень мало и для точных измерений необходим цифровой вольтметр.

ПОЛОСА МОЩНОСТИ

Существуют два способа измерения полосы мощности. Один заключается в том, что усилитель подключается так же, как и для измерения номинальной мощности на частоте 1 кГц. Затем, сохраняя постоянным входной сигнал, производят регулировку генератора низкочастотного сигнала от самой низкой до самой высокой частоты, причем отмечают точки на нижней и верхней частотах, где мощности на 3 дБ ниже мощности на частоте 1 кГц. Эта часть спектра известна как половина полосы мощности, она показана на диаграмме рис. 2.9. Вполне возможно, что на крайних частотах (с ослаблением на 3 дБ) искажения могут быть высокими.

При втором методе принимаются в расчет искажения и полоса мощности измеряется так, как описано выше, но в этом случае используется измеритель коэффициента гармоник для определения указанного уровня искажений на границах нижней и верхней частот, как показано на рис. 2.10.

Когда усилитель работает в режиме линейной частотной характеристики и регулятор громкости установлен в положение максимального усиления, то входное напряжение на частоте 1 кГц, необходимое для выбранного входного сигнала при надлежащей выходной мощности, соответствует чувствительности этого конкретного входа. Чувствительность может отличаться от приведенной в технических данных, если проводятся испытания стереоусилителя, переключенного в монорежим. Каждый канал двух- и четырехканального усиления может быть измерен, таким образом, отдельно с целью правильного определения чувствительности.

ШУМ И ФОН

Милливольтметр и аттенюатор устанавливаются на относительный уровень 0 дБ, когда на испытуемый вход подается сигнал на частоте 1 кГц и усилитель работает с номинальной

выходной мощностью. Сигнал генератора затем отключается от входа усилителя (см. DIN 45—500, с. 60) или замыкается накоротко.

При установке регулятора громкости в положение максимального усиления и при работе усилителя в режиме линейной характеристики отмечают уровни шума и фона и оценивают, на сколько децибел они ниже номинального выходного напряжения.

КОРРЕКЦИЯ ШУМА И ФОНА

Для этого испытания необходим корректирующий фильтр в схеме индикатора и скорректированные величины должны быть такими, как указано в табл. 5.1.

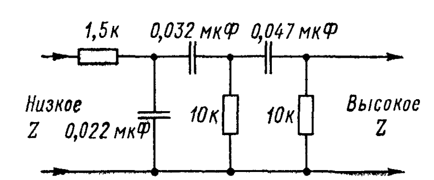


Рис. 5.2. Схема корректирующего фильтра, обеспечивающего приблизительные откорректированные величины, данные в табл. 5.1

Такая коррекция учитывает ощутимые шум и фон и обеспечивает более благоприятное их соотношение с сигналом, чем при отсутствии коррекции. Схема фильтра, имеющего характеристику, приближающуюся к скорректированным величинам, дана на рис. 5.2.

Таблица 5.1

Частота, Гц	Скорректированная величина, дБ	Частота, Гц	Скорректированная величина, дБ	Частота, кГц	Скорректированная величина, дБ
10	—70,5	200	—10,8	1	0
12,5	—63,4	250	—8,6	1,25	+0,6
16	—56,7	315	—6,5	1,6	+1,0
20	—50,4	400	—4,8	2,0	+1,2
25	—44,6	500	—3,2	2,5	+1,2
31,5	—39,2	630	—1,9	3,15	+1,2
40	—34,5	800	—0,8	4,0	+1,0
50	—30,2			5,0	+0,5
63	—26,1			6,0	—0,1
80	—22,3			8,0	—1,1
100	—19,1			10,0	—2,4
125	—16,1			12,5	—4,2
160	—13,2			16,0	—6,5
				20,0	—9,2

ПЕРЕГРУЗКА НА ВХОДЕ

Если усилитель работает в режиме линейной характеристики и регулятор громкости находится в положении, обеспечивающем уровень выходного сигнала на 12 дБ ниже уровня сигнала, соответствующего номинальной мощности в зависимости от уровня входного сигнала, то входной сигнал от генератора на частоте 1 кГц увеличивается до тех пор, пока на осциллографе не появятся заметные ограничения выходного сигнала. Если это вызвано перегрузкой предварительного усилителя, то ограничение будет устойчивым при установленном положении регулятора громкости. Очень важно отметить следующее. Порог перегрузки на входе соответствует среднему квадратическому значению напряжения, поступающего на вольтметр от генератора при этих условиях. Перегрузка может быть отнесена к установленному значению коэффициента гармоник вместо порога пикового ограничения.

Стереоусилитель, переключенный на монорежим, может иметь перегрузку, отличающуюся от полученной в стереорежиме.

РАЗДЕЛЕНИЕ СТЕРЕОКАНАЛОВ

Разделение между каналами может быть оценено путем подключения нагрузки к обоим каналам и подачи на один из них сигнала, обеспечивающего номинальную выходную мощность. Выходной сигнал работающего канала подается на нагрузку неработающего канала, и измеряется напряжение на выходе второго канала для того, чтобы определить, на сколько децибел выходное напряжение неработающего канала ниже выходного напряжения канала, работающего с номинальной мощностью. Для правильной оценки необходимо нагрузить вход неработающего канала либо короткозамкнутым разъемом, либо соответствующей источнику нагрузкой, для которой предназначается измеряемый вход (например, магнитным звукоснимателем). Разделение каналов можно оценить на любой частоте, но наиболее подходящими для измерения считаются частоты 100 Гц, 1 кГц и 10 кГц. Для квадрафонических усилителей измерения производятся таким же образом.

КРИВЫЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

С помощью установки, показанной на рис. 5.1, можно снять кривые общей частотной характеристики усилителя, характеристики регуляторов тембра, кривые коррекции по стандарту RIAA и кривые фильтров. Относительный уровень 0 дБ устанавливается на частоте 1 кГц. Выходная мощность усилителя

выбирается на 20 дБ ниже номинальной. Частота входного сигнала изменяется с небольшими интервалами в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц, причем на каждой частоте отмечается точками разница в децибелах между относительным и реальным уровнями сигнала. По этим точкам строится кривая частотной характеристики усилителя. Если относительный уровень 0 дБ установлен на милливольтметре, то можно использовать переключаемый аттенюатор для измерения любых изменений в децибелах — вверх и вниз — на любой частоте измерения. Этот метод более надежный, чем измерение с помощью милливольтметра, имеющего шкалу с делениями в децибелах.

ГАРМОНИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ

Для этих испытаний необходим анализатор звуковых сигналов. Можно использовать измерительную установку, показанную на рис. 5.1, но анализатор сигналов следует подключить к нагрузке вместо измерителя коэффициента гармоник. Затем каждая гармоника подается в виде сигнала и записывается отдельно. Общие гармонические искажения могут быть определены с помощью выражения (2.3).

ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Анализатор звуковых сигналов может применяться также для создания интермодуляционных составляющих, когда два сигнала одновременно подаются на вход усилителя, как описывается в гл. 2. Общие интермодуляционные искажения могут быть затем определены с помощью выражения (2.4).

Однако более удобным с точки зрения расчета является применение измерительного устройства для измерения интермодуляционных искажений, которое автоматически суммирует интересующие исследователя интермодуляционные составляющие и показывает уровень общих интермодуляционных искажений.

ИНДИКАЦИЯ ОСТАТОЧНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА ОСЦИЛЛОГРАФЕ

Для некоторых регулировок, так же как и для субъективной оценки определенных видов искажений, в частности перекрестных, очень полезной может оказаться индикация на экране осциллографа остаточных явлений при измерении коэффициента гармоник (см., например, рис. 2.3). Это облегчает также приблизительную оценку отношения шума к общим гармоническим искажениям.

Большинство измерителей коэффициента гармоник имеет выход для подключения входа Y осциллографа, и если осциллограф имеет двойную или многолучевую индикацию, то можно получить одновременное изображение выходного сигнала и остаточных искажений, как показано на осциллограммах, приведенных в данной книге.

ФАЗОВАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Угол между сигналами на входе и на выходе усилителя показывает значение фазового сдвига, происходящего в усилителе. Таким образом, фазовая характеристика — это угол изменения фазового сдвига в полосе пропускания усилителя. Каскады усилителя, конечно, создают специфические фазовые сдвиги, и вполне возможно, что выходной сигнал окажется повернутым на 180° по фазе относительно входного сигнала в зависимости от построения самих каскадов и их числа в усилителе.

Отрицательная обратная связь, естественно, поворачивает выходной сигнал, подаваемый обратно на вход, на 180° по отношению к входному сигналу. Это особенно ярко выражено на частоте 1 кГц. На частотах выше и ниже 1 кГц, однако, фаза соответственно сдвигается в положительном или отрицательном направлении. В пределах полосы пропускания усилителя фазовый сдвиг является (или должен быть!) незначительным и не может переменить обратную связь из положительной в отрицательную.

Усилители мощности класса Hi—Fi конструируются с учетом ограниченных фазовых изменений, что определяется углом отличия фазы от 180° на высоких и низких частотах, где усиление цепи обратной связи падает до единицы. Если усиление цепи больше единицы на частоте или частотах, где фазовый сдвиг достигает полных 180°, тогда усилитель превращается в генератор! Чтобы избежать появления паразитных колебаний на высоких частотах за пределами полосы пропускания усилителя, применяются запаздывающие цепи компенсации фазового сдвига, но так как они создают резкий спад характеристики, то могут вызвать переходные интермодуляционные искажения, как указывается в гл. 4 (см. с. 142). Фазовый сдвиг на низкой частоте и, следовательно, нестабильность на этих частотах могут возникнуть из-за несоответствующих развязки или общего сопротивления схем источников питания.

Таким образом, фазовый сдвиг в усилителях важен прежде всего с точки зрения стабильности прибора. Кроме того, в последние годы он приобретает все большее значение для воспроизведения, так как, в конце концов, изменение фазы на определенной частоте равнозначно изменению времени прохождения компонентов сигнала на соответствующей частоте через усили-

тель. Безусловно, что фаза очень важна для стерео- и квадравоспроизведения.

На рис. 5.3 показано использование осциллографа для измерения фазового сдвига. На усилитель подается сигнал от генератора звуковых сигналов, а с усилителя через нагрузку на

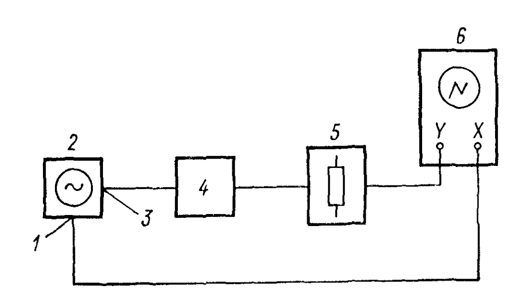


Рис. 5.3. Измерительное устройство для определения фазового сдвига
1 — выходной сигнал высокого уровня; *2* — генератор звуковых сигналов; *3* — выходной сигнал с затуханием; *4* — усилитель; *5* — нагрузка; *6* — осциллограф

выходе сигнал с любым требуемым уровнем и частотой подается на вход осциллографа. Вертикальная развертка осциллографа отключается, и используется горизонтальная развертка сигнала от звукового генератора с высоким уровнем. Амплитуды изобра-

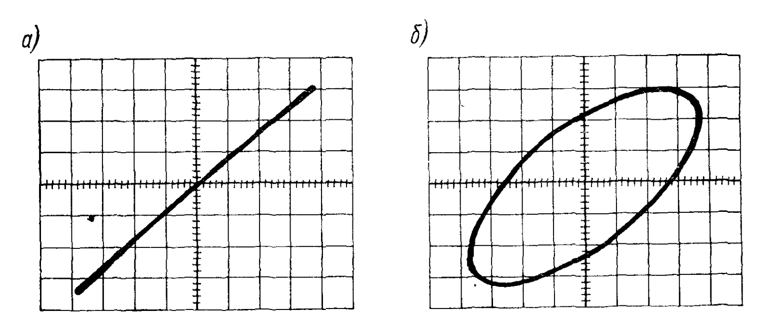


Рис. 5.4. Осциллограммы фазового сдвига: *а* — 0°; *б* — 42° (см. текст)
Небольшие изгибы указывают на незначительные искажения

жений *Y* и *X* балансируются путем устранения сигнала в канале *Y* и регулировки усиления в канале *X* до соответствующей горизонтальной амплитуды, согласующейся с сигналом в канале *Y*, и устранением сигнала в канале *X* и регулировкой усиления в канале *Y* до соответствующей вертикальной амплитуды.

Когда два сигнала подаются одновременно, изображение на экране осциллографа указывает на фазовое различие между ними, как видно на осциллограммах (рис. 5.4, *а*, *б*). Для полу-

чения осциллограмм использовались генератор низкочастотных искажений фирмы «Рэдфорд» (Radford) и осциллограф D53 фирмы «Телеквипмент» (Telequipment). Генератор фирмы «Рэдфорд» удобен в данном случае, так как имеет два выхода:

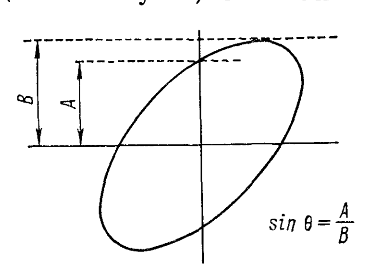


Рис. 5.5. Метод измерения фазового сдвига по индикации на экране осциллографа

один — через переключаемые и постоянно-переменные аттенюаторы, а другой — прямой с максимальным значением.

На рис. 5.5 показано, что отношение размеров A и B дает синус фазового различия. На рис. 5.4, *б* отношение $A/B \approx 2/3$

Рис. 5.6. Амплитудная и фазовая характеристики усилителя

(0,66), что дает угол около 42° (или 318°). На рис. 5.4, *а* это отношение составляет 0/3 (0), поэтому угол равен нулю (или 360°). Другими словами, фазовый угол на рис. 5.4, *б* по отношению к фазовому углу на рис. 5.4, *а* составляет примерно 42°. Круг правильной формы предполагает отношение 1/1 (1) и угол 90° (или 270°). Когда изображение удлиняется в двух других

квадрантах, то угол меняется, отличаясь от 180°, что свойственно прямой линии, и от 90°, что свойственно кругу.

Когда фазовый сдвиг в полном усилителе (т. е. в блоке регулировки, совмещенном с блоком усилителя мощности) измерен, то можно обнаружить, что регуляторы тембра и фильтры влияют на фазу. На частоте 1 кГц при центральном положении регуляторов тембра (т. е. в положении линейной характеристики) и при отключенных фильтрах относительный фазовый сдвиг равен нулю (рис. 5.4, *а*).

Диаграмма, показывающая фазовую характеристику относительно частотной характеристики усилителя, дана на рис. 5.6.

ОГРАНИЧЕНИЕ

Другим часто проводимым испытанием является измерение ограничения сигнала. Измерительное устройство на рис. 5.1 может использоваться для этой цели. В этом случае (как видно из измерений перегрузок в предусилителе) регулятор громкости усилителя установлен в положение максимального усиления, регуляторы тембра — в положение линейной характеристики, фильтры выключены, а уровень сигнала от генератора увеличивается до тех пор, пока на экране осциллографа не появится ограничение максимальной амплитуды сигнала, как показано на рис. 5.7.

На рисунке изображено симметричное ограничение. Можно измерить мощность, при которой происходит это явление. Асимметричное ограничение сигнала синусоидальной формы показано на рис. 5.8. Если ограничение сигнала с одной стороны начинается значительно раньше, чем с другой, то нарушен баланс центральной точки двух выходных транзисторов.

На другой осциллограмме рис. 5.8 представлен музыкальный сигнал, пиковое значение которого не достигает точки ограничения. Это означает, что данный усилитель, имеющий такие же характеристики, как и усилитель синусоидальных сигналов, где наблюдается ограничение, также работает в пределах своего динамического диапазона.

Совершенно необходимо избегать ограничения пиковых значений сигнала. Поскольку пиковые значения музыкального сигнала могут приводить к очень большим амплитудам, то усилитель никогда не должен работать на таком уровне, где уменьшаются границы перегрузок (см. гл. 1).

Осциллограмма на рис. 5.9 дает представление о высоте амплитуды, которой может достигнуть музыкальный сигнал. Действительно, на этой осциллограмме заметно небольшое ограничение максимальной амплитуды сигнала (см. также рис. 3.18 и 3.19). Такой эффект имеет место, когда усилитель, с недостаточной для данного помещения мощностью и не соот-

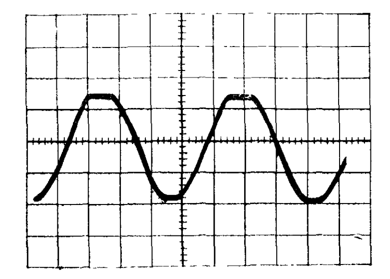


Рис. 5.7. Ограниченные вершины амплитуды сигнала синусоидальной формы

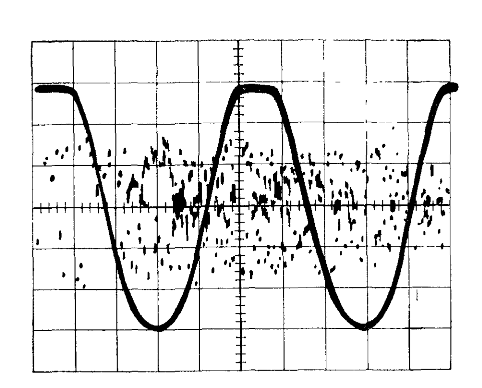


Рис. 5.8. Асимметричное ограничение сигнала синусоидальной формы и музыкального сигнала

Так как оба усилителя — сигнала синусоидальной формы и музыкального сигнала — имеют одинаковые характеристики, то осциллограмма показывает, что усилитель музыкального сигнала имеет хорошую рабочую характеристику в пределах своего динамического диапазона

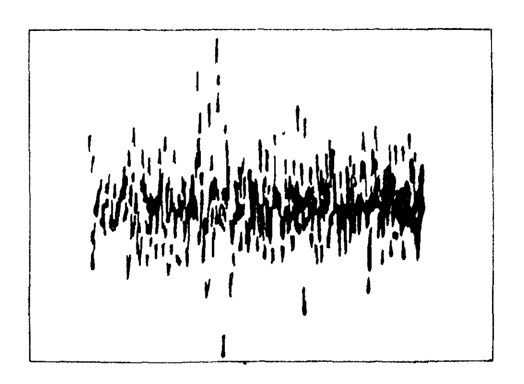


Рис. 5.9. Осциллограмма, показывающая ограничение пиковых значений музыкального сигнала

Возникающие при этом искажения очень утомительны

ветствующий чувствительности используемых громкоговорителей, работает с максимальной нагрузкой для обеспечения качества звучания и громкости, приближенных к естественным.

ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ СИГНАЛОВ

В основном все предыдущие описания методов измерений и испытания касались установившихся сигналов. Однако измерения и оценка переходных характеристик усилителя не менее важны. К ним относятся измерения стабильности, времени нарастания и скорости нарастания сигнала [см. выражение (2.14)] и переходных интермодуляционных искажений.

ВРЕМЯ НАРАСТАНИЯ

Наиболее подходящим для измерения переходных характеристик является сигнал прямоугольной формы при условии, что его время нарастания значительно меньше времени нарастания

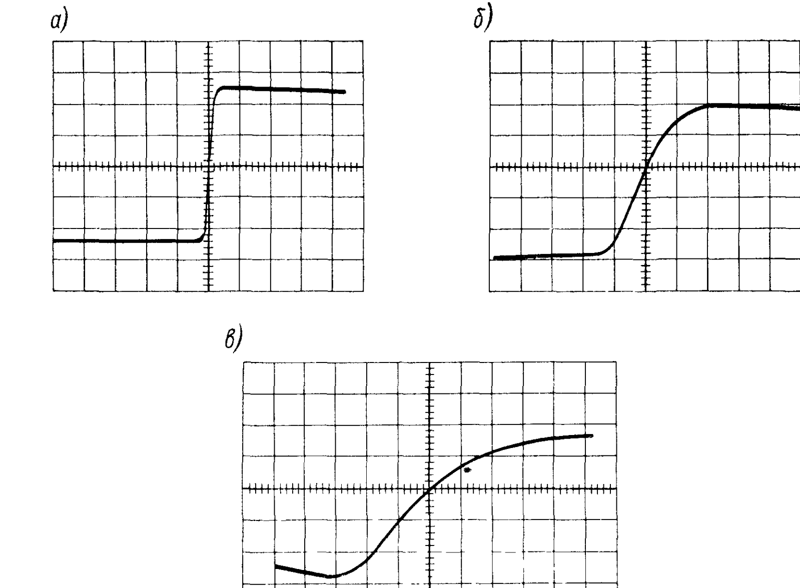


Рис. 5.10. Время нарастания: *а* — менее 0,1 мкс; *б* — 10 мкс; *в* — 30 мкс (см. текст)

сигнала усилителя (см. гл. 2). На рис. 5.10 приведены осциллограммы времени нарастания, полученные с помощью сигналов прямоугольной формы. Осциллограмма *а* показывает время

нарастания сигнала в генераторе фирмы «Рэдфорд» с малым уровнем искажений (который также имеет выход сигнала прямоугольной формы). Масштаб времени в этом случае составляет 0,5 мкс/см (горизонтальное деление), поэтому время нарастания менее 0,1 мкс, как указано для данного измерительного прибора.

На осциллограмме *б* изображен тот же самый сигнал после прохождения его через усилитель, причем масштаб времени равен 5 мкс/см, что указывает на время нарастания сигнала усилителя, равное примерно 10 мкс. На осциллограмме *в* представлен тот же сигнал, усиленный тем же усилителем, но с использованием высокочастотного фильтра. Масштаб времени 5 мкс/см, как на осциллограмме *б*, но время нарастания из-за фильтра увеличилось до 30 мкс.

Выражение (2.8) показывает отношение между временем нарастания сигнала и высокочастотной характеристикой, и, основываясь на нем, можно определить, что точка —3 дБ характеристики усилителя, используемого для усиления сигнала, показанного на осциллограмме на рис. 5.10, *б*, соответствует частоте 35 кГц. При использовании фильтра (рис. 5.10, *в*) точка —3 дБ соответствует частоте 11,6 кГц. Скорость нарастания рассматривается в гл. 2.

ИСПЫТАНИЯ С ПОМОЩЬЮ СИГНАЛОВ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

Примеры испытаний с помощью сигналов прямоугольной формы уже приводились ранее (см., например, гл. 2). Измерительное устройство на рис. 5.1 (без измерителя коэффициента гармоник) может использоваться для измерений с помощью сигналов прямоугольной формы. При этом создаваемая мощность может быть рассчитана методом измерений расстояния между пиковыми значениями амплитуды сигнала полученной формы и соотнесения его с делениями на калиброванной шкале осциллографа. Большинство вольтметров имеет шкалу с показаниями средних величин, так как необходимо преобразовать переменный ток в постоянный для работы индикатора. Поэтому шкала градуируется в средних квадратических значениях сигналов синусоидальной формы. При использовании сигналов другой формы возможны погрешности в показаниях. Например, при подаче синусоидального сигнала с расстоянием между соседними пиковыми значениями амплитуды 20 В (согласно шкале осциллографа) такой измерительный прибор покажет 7 В (среднее квадратическое значение), т. е. 20/2·0,707, а при подаче сигнала прямоугольной формы с таким же расстоянием между пиковыми значениями амплитуды (20 В) этот прибор покажет значение 1,11 средней квадратической, усредненной или

пиковой величины, так как для сигнала прямоугольной формы все эти величины одинаковы.

Измеритель пиковых значений сигнала (т. е. прибор, где сигнал выпрямляется на входе и используется для заряда конденсатора до пикового значения входного сигнала), напротив, обеспечит практически одинаковое показание для сигналов синусоидальной и прямоугольной формы, имеющих определенную амплитуду.

Имеются определенные достоинства проведения измерений сигналов прямоугольной формы при половинной номинальной мощности усилителя. Их легко получить, регулируя уровень сигнала так, чтобы расстояние между пиковыми значениями амплитуды сигнала прямоугольной формы было равно расстоянию между пиковыми значениями амплитуды сигнала синусоидальной формы, среднее квадратическое значение которого соответствует мощности на нагрузке, которая на 6 дБ ниже номинальной мощности усилителя.

Естественно, что время нарастания сигнала в канале *Y* осциллографа должно быть в несколько раз меньше времени нарастания сигнала в измеряемом усилителе или, другими словами, частотная характеристика канала *Y* должна быть в несколько раз шире частотной характеристики усилителя.

Измерение частотной характеристики усилителя (или любой активной или пассивной цепи) возможно путем оценки формы сигнала после его прохождения через усилитель (или цепь).

Диаграммы на рис. 5.11 дают представление о формах выходных сигналов на трех частотах (низкой, средней и высокой) после прохождения их через усилители с указанными на них характеристиками. Принято считать, что входной сигнал имеет полноценную прямоугольную форму с очень малым временем нарастания. Практически наблюдаются небольшие изменения формы сигнала, зависящие от действительной частоты измерения и природы частотной характеристики. У усилителя Hi—Fi с регуляторами в положении «линейной» характеристики и включенными фильтрами форма сигнала не должна быть такой, как на рис. 5.11, *б*, так как в противном случае будут искажения в низкочастотной и высокочастотной части характеристики. Хороший усилитель Hi—Fi на частоте 1 кГц будет давать сигнал совершенно прямоугольной формы с небольшим закруглением углов на частоте 10 кГц и наклоном на частоте 40 Гц, как показано на осциллограммах на рис. 5.12. Форма входного сигнала изображена в нижней части рис. 5.12, *б*.

Можно получить совершенно прямоугольную форму сигнала на частоте 1 кГц, установив регуляторы тембра в положение «линейной» характеристики. Но если предварительно был завал низких частот, то такая регулировка просто компенсирует недостаток; поэтому нельзя считать, что регуляторы установлены

в «нейтральное» положение. Фазовые измерения, проводимые в течение всего цикла испытания усилителя (см. рис. 5.4), в сочетании с измерениями с помощью сигналов прямоугольной формы дают возможность точно определить электрическое нейтральное положение регуляторов. Последующее измерение частотной характеристики окончательно уточняет его.

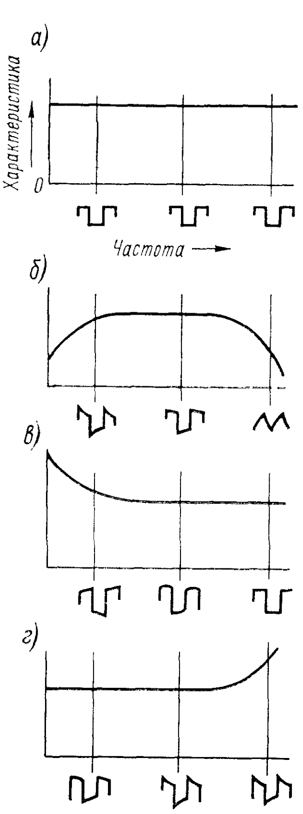


Рис. 5.11. Измерение частотной характеристики усилителя с помощью сигналов прямоугольной формы: *а* — равномерная характеристика; *б* — характеристика с завалом высоких и низких частот; *в* — характеристика с подъемом низких частот; *г* — характеристика с подъемом высоких частот

Нестабильность усилителя оценивается появлением колец (демпфированных колебаний) в начальной стадии горизонтальных прямоугольных сигналов, но ни один усилитель не проявляет этих свойств при работе с активной нагрузкой.

Одним из эффектов измерения с помощью прямоугольных сигналов является то, что период сигнала может воздействовать на рабочие условия усилителя, и, чтобы не допустить этого явления, иногда используют для измерения очень узкие им-

пульсные сигналы, получаемые от генератора импульсов, который отличается от генератора сигналов прямоугольной формы. Такое испытание ближе к испытанию с помощью музыкального сигнала. Но сигналы прямоугольной формы позволяют более строго соблюдать условия измерений, и поэтому автор книги отдает им предпочтение.

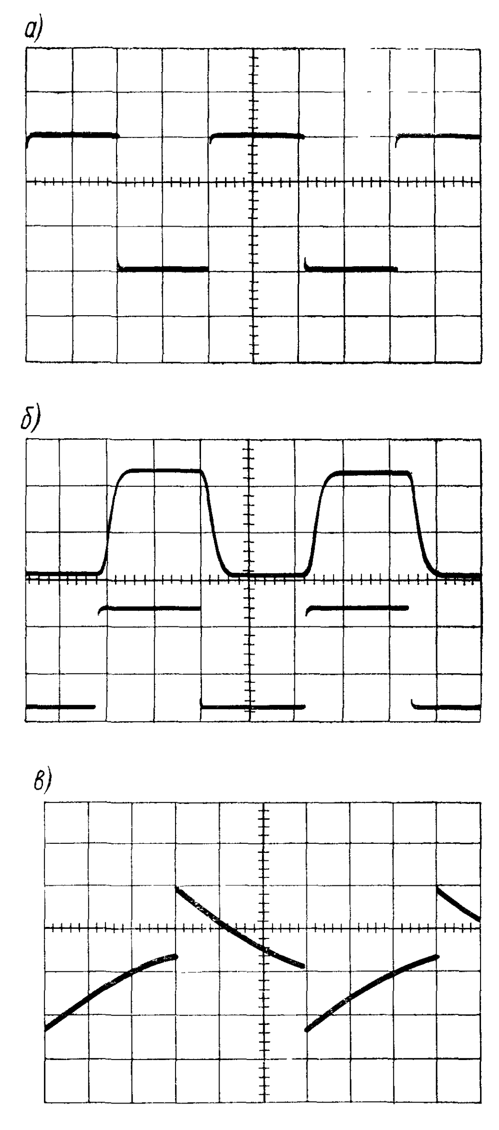


Рис. 5.12. Испытание усилителя с помощью сигналов прямоугольной формы: *а* — на частоте 1 кГц; *б* — на частоте 10 кГц (в нижней части рисунка показана форма входного сигнала); *в* — на частоте 40 Гц

Кратковременные синусоидальные сигналы также иногда используются для измерения параметров усилителей, но их целесообразно применять для испытаний звукоснимателей и громкоговорителей.

Низкочастотная стабильность усилителя и любые недостатки источника питания хорошо проявляются при испытании сигналами прямоугольной формы на низкой повторяемой частоте. Осциллограммы на рис. 5.13 дают некоторые примеры. Загибы, или импульсы, формы сигнала на начальном участке (рис. 5.13, *а*, *б*) показывают небольшую тенденцию к нестабильности, в то время как форма сигнала на осциллограмме *в* означает наличие очень плохой низкочастотной характеристики усилителя. Эта серия осциллограмм снята на частоте 40 Гц. Наклон вызван дифференцированием истинной прямоугольной формы сигнала усилителем.

Сигнал синусоидальной формы на частоте 40 Гц имеет временной период 1/40 или 25 мс. Это означает, что каждая положительная и отрицательная часть синусоидального сигнала на частоте 40 Гц имеет период времени 25/2 мс.

Наилучшая стабильность усилителя обычно имеет место при активной нагрузке на выходе. Нагрузка в виде громкоговорителя не относится к этому типу, поскольку она содержит в себе индуктивность, емкость и сопротивление. Электростатические громкоговорители являются, по существу, емкостными (громкоговоритель фирмы «Квод», например, обычно имитируется сопротивлением 15 Ом, соединенным параллельно с емкостью 2 мкФ и индуктивностью 20 мкГн, соединенными последовательно с параллельной *RC*-цепью). Аналог динамической акустической системы зависит от сопротивления используемых в ней громкоговорителей и от природы разделительных фильтров. Можно ожидать, что электрические аналоги этих приборов значительно отличаются друг от друга в зависимости от реальных изделий и изготовителей, и поэтому изготовители редко дают подробную информацию о них, что очень жаль.

Резистор, шунтированный конденсатором,— это худший вариант с точки зрения стабильности усилителя, и емкость конденсатора, который увеличивает нестабильность, иногда принимается как мера стабильности усилителя. Таким образом, испытания с помощью сигналов прямоугольной формы при работе усилителей на емкостную реактивную нагрузку помогают выявить многие особенности усилителя. Очень немногие проводят эти испытания при нагрузке 8 Ом, соединенной параллельно с емкостью 2 мкФ, и результаты испытаний немногих усилителей показывают отсутствие признаков загиба у характеристики или перегрузок, если усилители нагружены таким образом.

Два примера даны на рис. 5.14: *а* — на частоте 1 кГц и *б* — на частоте 10 кГц. Так как загиб у характеристики демпфируется очень быстро, создавая эффект превышения уровня, то та-

кая характеристика вполне приемлема. Значительно менее желателен слегка демпфированный продолговатый загиб.

Чтобы окончательно определить стабильность усилителя, следует устранить конденсатор емкостью 2 мкФ из резистивного элемента и вместо него подключить магазин емкостей, чтобы проверить, вызвана ли нестабильность какой-либо промежуточной по значению емкостью.

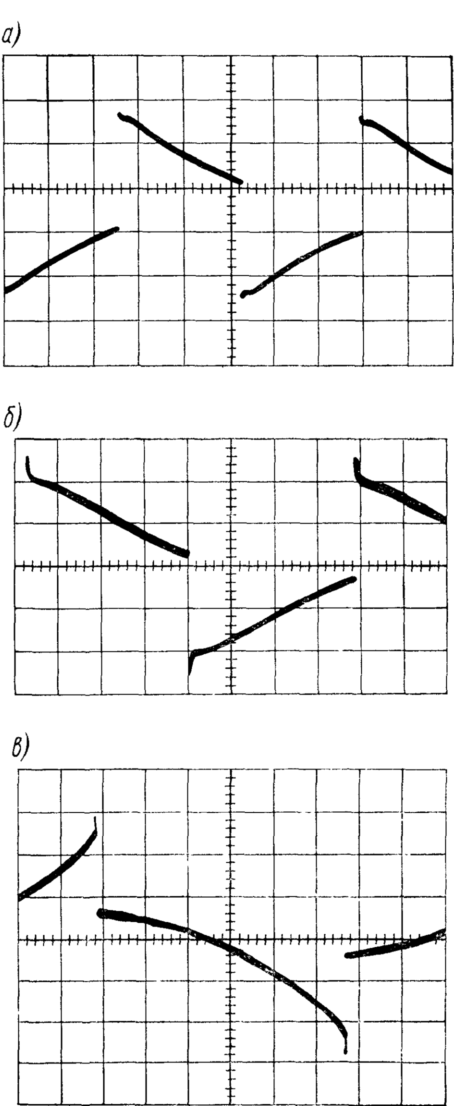


Рис. 5.13. Форма сигналов, показывающих нестабильность усилителя на частоте 40 Гц при активной нагрузке

В целом усилители имеют лучшую стабильность при наличии конкретной индуктивной нагрузки, такой, как динамическая акустическая система.

Стабильность усилителя зависит от общей конструкции, в том числе от величины отрицательной обратной связи, используемой в усилителе, и от схем опережающей компенсации и ком-

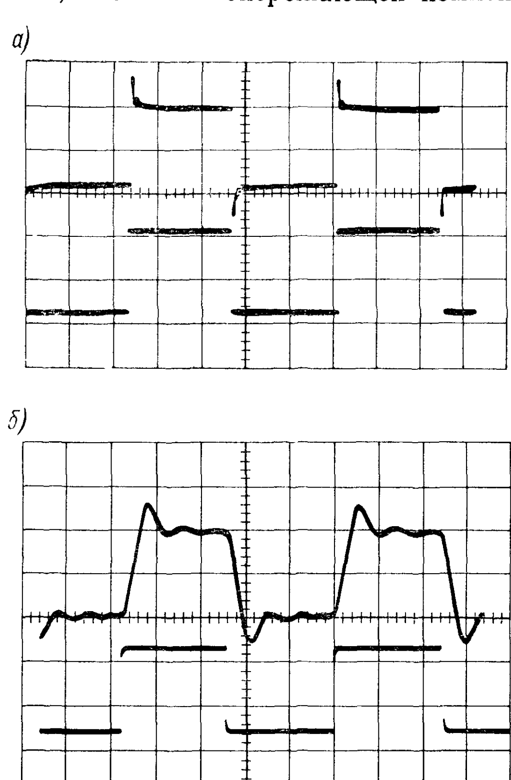


Рис. 5.14. Испытания усилителей с помощью сигналов прямоугольной формы при нагрузке 8 Ом, соединенной параллельно с конденсатором емкостью 2мкФ; *а* — на частоте 1 кГц; *б* — на частоте 10 кГц

пенсации задержки. Однако преднамеренная чрезмерная компенсация характеристики как средство уменьшения перегрузок в емкостной нагрузке является единственным методом, который приводит к ухудшению высокочастотной характеристики и к усилению переходных интермодуляционных искажений (см. гл. 2, 4, 5).

Более правильно применять параллельную комбинацию сопротивления и индуктивности, подключенную параллельно выходу, как показано на схеме фирмы «Армстронг», приведенной на рис. 4.7, и на схеме фирмы «Брайан» на рис. 4.8.

ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Переходные интермодуляционные искажения с трудом поддаются точному измерению; однако можно получить представление о них, применяя для измерения комбинированную — синусоидально-прямоугольную — форму сигнала, как показано на рис. 5.15.

Можно использовать измерительное устройство, изображенное на рис. 5.1, но без измерителя коэффициента гармоник, а форма сигнала должна быть комбинированной, как показано на рис. 5.16.

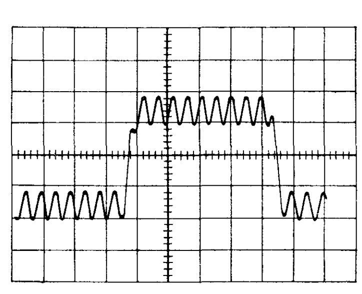


Рис. 5.15. Комбинированная синусоидально-прямоугольная форма сигнала, используемого при измерении переходных интермодуляционных искажений (см. текст)

Амплитуда сигнала соответствует значениям 10 В на 1 см, а развертка —100 мкс на 1 см

Три резистора образуют звездообразную цепь, и так как два источника сигнала имеют приблизительно одинаковое сопротивление, то каждый резистор должен иметь одинаковое сопротивление, которое можно определить из выражения

$$R = Z\frac{n-1}{n+1}, \qquad (5.1)$$

где Z — общее сопротивление; n — число входов.

Так как имеются два входа, а в большинстве случае $Z=600$ Ом, то $R=200$ Ом. Цепь является хорошо согласованной, если выходное ответвление заканчивается нагрузкой 600 Ом (рис. 5.16). Каждый компонент сигнала на выходе будет на 6 дБ ниже сигнала каждого генератора.

Форма сигнала на рис. 5.15 была получена с использованием активной нагрузки усилителя, причем сигнал прямоугольной формы имеет частоту 1 кГц, а синусоидальный — 20 кГц. Приведенная форма суммарного сигнала показывает, что усилитель не имеет значительных интермодуляционных искажений, так как в противном случае амплитуда сигнала синусоидаль-

ной формы в начале каждого положительного и отрицательного полупериодов сигнала прямоугольной формы была бы заметно «придавлена» или срезана под влиянием «блокирующего» эффекта, уже рассмотренного ранее.

Как уже упоминалось, точное измерение этих искажений затруднительно, особенно в абсолютных величинах, и в настоящее время ведутся работы по созданию более точных методов измерений абсолютных величин искажений в процентах.

Один из способов улучшения измерений основан на устранении сигнала прямоугольной формы из комбинированного сигнала на выходе усилителя перед подачей его на экран осциллографа. Такой метод был описан Стюартом (J. R. Stuart.— Wireless World, 1973, September).

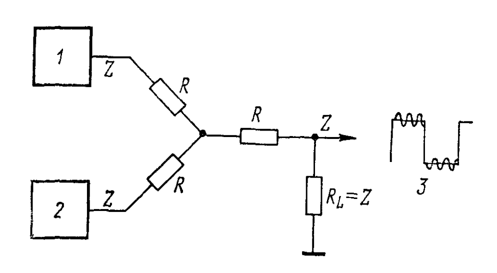


Рис. 5.16. Способ соединения генератора сигналов синусоидальной формы и генератора сигналов прямоугольной формы для получения комбинированного сигнала синусоидально-прямоугольной формы (см. текст)

1 — генератор синусоидальных сигналов; *2* — генератор прямоугольных сигналов; *3* — выходной синусоидально-прямоугольный сигнал

Автор провел подобное экспериментальное исследование с помощью измерительного устройства, показанного на рис. 5.17. Результат представлен на рис. 5.18. Измерялся правый канал стереоусилителя, на вход которого подавался комбинированный, синусоидально-прямоугольный, сигнал. Левый канал использовался в качестве сравнительного, через него подавался только сигнал прямоугольной формы через отдельный аттенюатор. Два канала были правильно нагружены на выходе (на рисунке показан потенциометр с общей нагрузкой 16 Ом, но можно использовать две нагрузки по 8 Ом с отводом для заземления). Так как осциллограф соединен с двумя «действующими» выходами усилителя, а комбинированный сигнал находится в фазе с сигналом прямоугольной формы, то сигнал прямоугольной формы может быть удален из комбинированного сигнала для улучшения индикации на экране осциллографа. Таким образом, если уровень сигнала прямоугольной формы правильно отрегулирован и соответствует уровню этого же сигнала в комбинированном сигнале, то на экране осциллографа изображается только синусоидальный сигнал. Поэтому можно на-

блюдать изменения амплитуды синусоидального сигнала или изменения этого сигнала в точках перехода.

На рис. 5.18 видны небольшие изменения амплитуды в точках перехода. Испытательный сигнал был таким же, как и при

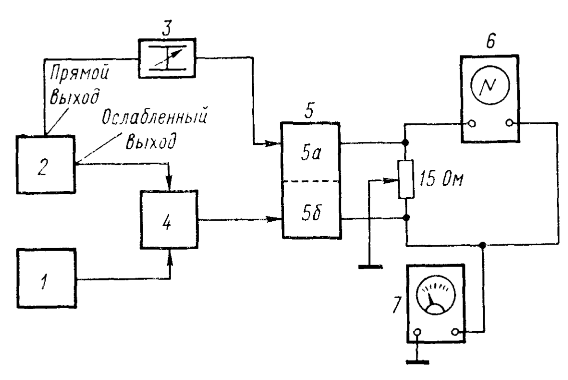


Рис. 5.17. Измерительное оборудование для оценки переходных интермодуляционных искажений

1 — генератор синусоидальных сигналов; *2* — генератор прямоугольных сигналов; *3* — переключаемый аттенюатор; *4* — звездообразная схема; *5* — стереоусилитель; *5а* — левый канал (эталонный); *5б* — правый канал (испытательный); *6* — осциллограф; *7* — вольтметр звуковых сигналов, показывающий уровень сложного сигнала

получении осциллограммы на рис. 5.15 (т. е. частота сигнала прямоугольной формы 1 кГц, синусоидального сигнала — 20 кГц), а осциллограф был настроен на амплитуду 2 В/см и развертку 200 мкс/см.

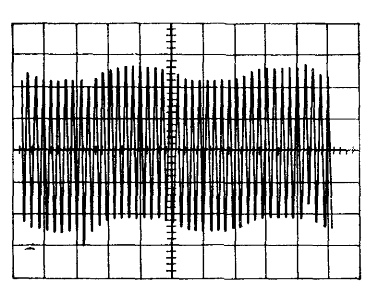


Рис. 5.18. Осциллограмма переходных интермодуляционных искажений, полученная путем устранения сигнала прямоугольной формы на выходе измеряемого усилителя

Y — 2 В/см; *X* — 200 мкс/см

Более заметные переходные интермодуляционные искажения показаны на осциллограмме рис. 5.19. В этом случае измеряемый усилитель работал на уровне, который был на 1 дБ ниже пикового ограничения, и его характеристика имела очень небольшой подъем в диапазоне высоких частот. На осцилло-

грамме ясно видно, что амплитуда синусоидального сигнала значительно изменяется, если ее сопровождает переходный сигнал. Обратите внимание, что синусоидальный сигнал постепенно возвращается к своей нормальной амплитуде без ограничения, если он регулируется обратной связью.

Следовательно, испытания показывают, что переходные интермодуляционные искажения могут оказывать неблагоприятное воздействие, когда усилитель работает почти с предельной мощностью, на импульсные сигналы и на комбинированные сигналы, содержащие высокочастотные сигналы с быстрым нарастанием перехода и с большой амплитудой. Это можно сказать о воспроизведении большей части музыкальных произведе-

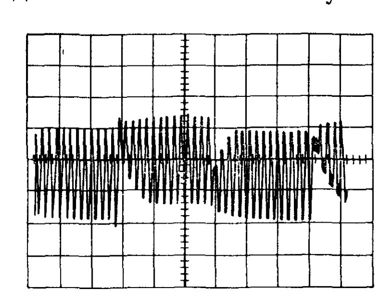


Рис. 5.19. Индикация значительных переходных интермодуляционных искажений (см. текст)

ний с широким динамическим диапазоном. Этот эффект усугубляется усилением высокочастотных сигналов, когда максимальное значение сигналов приближается к предельному значению мощности усилителя, что подтверждается теоретически.

РЕГУЛИРОВКИ

Существуют две начальные регулировки усилителей Hi—Fi. Одна устанавливает напряжение средней точки между выходными транзисторами, а другая регулирует ток покоя I_q.

Первая регулировка, которую осуществляют не во всех конструкциях усилителей, просто помогает устанавливать симметричное ограничение пиковых значений синусоидального сигнала, когда усилитель работает с небольшим превышением своих возможностей. Ее применяют в основной схеме предварительного усилителя, подключая к эмиттеру резистор обратной связи по постоянному току (рис. 5.20). Так как каскады усилителя мощности имеют прямую связь, то предварительная регулировка обеспечивает условия баланса двух выходных транзисторов по постоянному току. На схеме рис. 4.8 такая предварительная регулировка осуществляется резистором *R4*.

Наиболее критичной является регулировка I_q. Ею устанавливают начальное смещение, подаваемое на два выходных транзистора. Элементами регулировки являются резисторы $R2$ на рис. 4.7 и $R5$ на рис. 4.8.

I_q — это ток, поступающий на выходные транзисторы в отсутствие усиливаемого сигнала. Используемыми в усилителях предварительными регулировками устанавливают ток I_q в пре-

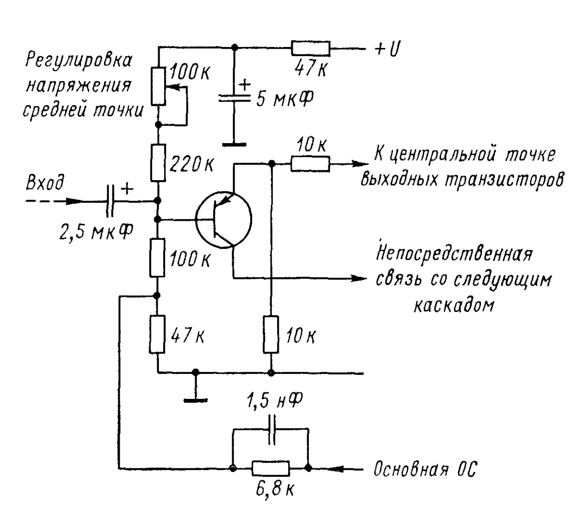


Рис. 5.20. Элементы предварительной регулировки напряжения средней точки транзисторов в усилителе класса В (см. рис. 4.8)

делах от нуля (чистый класс В — и неизбежные перекрестные искажения) до 100 мА и более с сохранением смещения для класса А (см. гл. 4).

Однако немногие усилители класса В могут иметь большое значение I_q, необходимое для работы в классе А, и если значение I_q оказывается слишком большим, то мощные транзисторы начинают рассеивать тепла больше, чем могут выдержать радиаторы, и тогда транзисторы выходят из строя.

С другой стороны, слишком малое значение I_q вызывает перекрестные искажения, но они редко выявляются при измерениях коэффициента гармоник или величины гармонических искажений, хотя в этих случаях измерения интермодуляционных искажений часто выявляют компоненты более высоких порядков.

В инструкции по эксплуатации усилителя должно быть указано рекомендуемое значение I_q, которое должно находиться в пределах от 10 до 40—50 мА в зависимости от конструкции

и мощности усилителя. Значение I_q может быть измерено либо путем разрыва схемы постоянного тока, состоящей из пары выходных транзисторов, и включения миллиамперметра (настроенного для измерения достаточно высокого диапазона тока), либо путем измерения напряжения на резисторе эмиттера и вычисления значения тока по закону Ома. Например, 10 мВ, полученные при 0,5 Ом, дают 20 мА. Этот метод требует применения вольтметра с высокой чувствительностью (т. е. с полным отклонением стрелки индикатора до 100 мВ).

Как показано на схемах рис. 4.7 и 4.8, тепловая стабильность рабочей точки достигается путем включения транзистора или диода, которые осуществляют температурную компенсацию. Поэтому рекомендуется прогреть усилитель при работе с половинной мощностью, прежде чем начинать окончательно регулировать I_q.

Рекомендуется контролировать коэффициент гармоник по осциллографу (используя измерительное устройство, показанное на рис. 5.1) в период регулировки I_q, так как даже при точно установленном I_q в соответствии с указаниями инструкции по эксплуатации могут возникнуть высокие амплитудные перекрестные искажения и потребуется небольшое увеличение рекомендуемого значения I_q, чтобы их устранить (или снизить до незначительного уровня).

Искажения следует сначала оценить на частоте 1 кГц, а затем выявить их или уменьшить, после чего проверить на частоте 10 кГц. Если перекрестные искажения присутствуют, то их, вероятно, можно устранить, слегка увеличив I_q. Затем следует еще раз проверить их на частоте 1 кГц, чтобы убедиться, что они не возникли вновь.

На рис. 5.21 представлены две осциллограммы коэффициента гармоник, показывающие перекрестные искажения (*а*) и уменьшение их с помощью небольшой регулировки I_q (*б*). Эти осциллограммы сняты на частоте 10 кГц при мощности 10 Вт и нагрузке 8 Ом.

Коэффициент гармоник может быть определен с помощью фигур Лиссажу* путем отключения основной развертки осциллографа и получения горизонтальной развертки входного испытательного сигнала синусоидальной формы, как показано на рис. 5.22. Такая осциллограмма оценки искажений приведена на рис. 5.23, она дает возможность выделить первичную гармонику — вторую в данном примере.

Перекрестные искажения приводят к ухудшению качества воспроизведения, особенно на очень низких уровнях. Интересно проследить за изменением качества звучания при установке зна-

---

* См. книгу автора под названием «Измерительная аппаратура для радио, телевизионной и звуковоспроизводящей аппаратуры» (Radio, Television and Audio Instruments).

чения тока I_q за пределами допустимого диапазона. При этом возникают резкие перекрестные искажения на одной границе звукового диапазона и гармоники низкого порядка — на другой. Субъективные испытания позволяют оценить на слух особенно заметные изменения на очень низких уровнях и подчеркнуть различие в качестве звучания при наличии регулировки значения I_q и при условии, что измеряемый усилитель соединен со входом другого усилителя. Это дает возможность прослушать очень низкие сигналы от измеряемого усилителя через

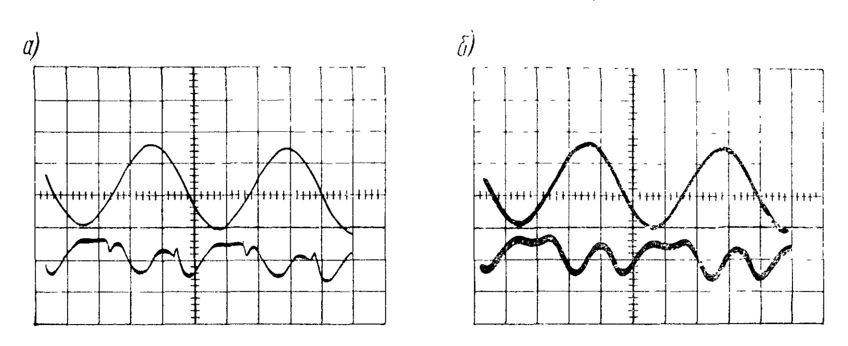


Рис. 5.21. Осциллограммы искажений: *а* — перекрестные искажения; *б* — уменьшение их с помощью регулировки I_q

Значение I_q не следует увеличивать сверх рекомендуемого. Слишком горячие радиаторы свидетельствуют о чрезмерном I_q (см. текст)

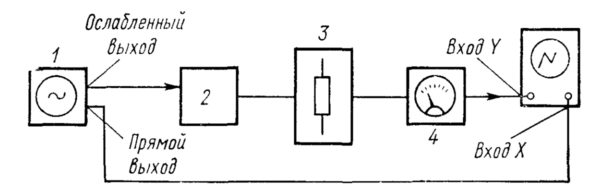


Рис. 5.22. Измерительное оборудование для получения фигур Лиссажу при оценке коэффициента гармоник

1 — генератор звуковых сигналов; *2* — испытуемый усилитель; *3* — нагрузка; *4* — измеритель коэффициента гармоник

громкоговорители, включенные на полную мощность, пропуская их через другой усилитель (рис. 5.24).

Испытания можно провести с использованием входных сигналов синусоидальной формы, контролируя коэффициент гармоник. Серия испытаний такого рода была проведена автором совместно с другими исследователями, и результаты показали, что перекрестные искажения являются наиболее неприятными из всех искажений, на втором месте стоят перекрестные интер-

модуляционные искажения. Однако субъективные испытания этих искажений еще требуют много исследовательской работы.

На рис. 5.25 показаны некоторые измерительные приборы, которые используются автором для проведения испытаний в лаборатории его фирмы.

Наиболее важные приборы (слева направо) следующие: анализаторы сигналов фирмы «Маркони» (TF2330 и TF2334), многофункциональный измерительный прибор К1400 фирмы «Игл»

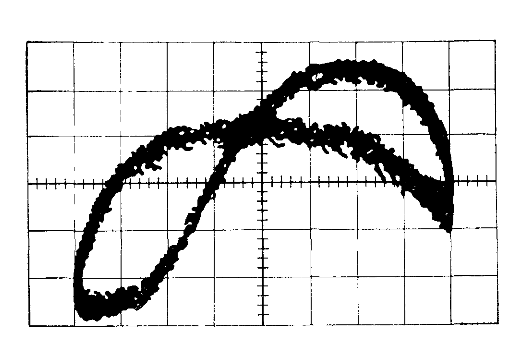


Рис. 5.23. Показ коэффициента гармоник в виде фигуры Лиссажу, где ясно видно, что искажение — это вторая гармоника сигнала

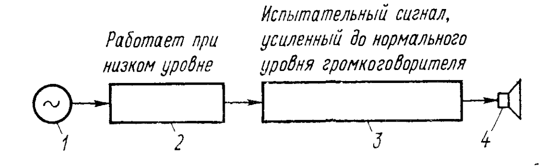


Рис. 5.24. Установка для субъективной оценки перекрестных искажений (см. текст)

1 — источник синусоидальных или программных сигналов; 2 — испытуемый усилитель; 3 — эталонный усилитель; 4 — громкоговоритель

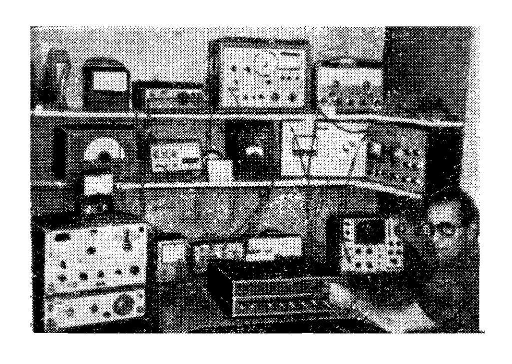


Рис. 5.25. Некоторые приборы, используемые автором в его работах (см. текст с описаниями)

(Eagle), АМ-сигнал-генератор 68 A/M фирмы «Тэйлор» (Taylor), ламповый вольтметр 172A этой же фирмы, декадный аттенюатор TE-111 фирмы «Тех. Инструмент» (Tech. Instruments), приборы фирмы «Дж. Е. Сугден» (J. E. Sugden), в том числе милливольтметр Si 451, измеритель искажений Si 452, генератор синусоидальных и прямоугольных сигналов Si 453; милливольтметр MV 20 фирмы «Грундиг» (Grundig), ЧМ-генератор TF 995B/2 фирмы «Маркони», АМ/ЧМ-генератор 61A фирмы «Тэйлор», генератор и измеритель искажений фирмы «Рэдфорд», осциллограф с взаимозаменяемыми Y-усилителями типа D 53 фирмы «Телеквипмент» (Telequipment). Имеется также аппаратура для контроля напряжения источника питания и регулировки напряжения, подаваемого на измеряемую аппаратуру. На полке виден тюнер-усилитель AG-6500 фирмы «Теак» (Teac).

ГЛАВА 6

Громкоговорители и головные телефоны

Электрические звуковые сигналы источника преобразуются в волны звукового давления громкоговорителем или головным телефоном, которые представляют собой преобразователь, имеющий функцию, обратную функции микрофона.

ГРОМКОГОВОРИТЕЛЬ С ПОДВИЖНОЙ КАТУШКОЙ

Громкоговоритель с подвижной катушкой в настоящее время применяется очень широко. Конструкция его в принципе сохраняется такой же, как в первые годы его создания много лет тому назад. Катушка с намоткой из провода, называемая звуковой катушкой, размещается в центре узкого отверстия конуса (или диффузора) и свободно колеблется по принципу поршня в радиальном магнитном поле. Причем катушка и диффузор отклоняются от первоначального положения, когда ток проходит через катушку. Это — хорошо известный принцип. Когда ток сигнала проходит через катушку, диффузор начинает колебаться согласно звуковой информации, содержащейся в сигнале; за исключением искажений, создаваемые звуковые волны соответствуют тем, которые появились первоначально, формируя сигнал. Основные элементы громкоговорителя с подвижной катушкой показаны на рис. 6.1.

Сила, действующая на диффузор от звуковой катушки, может быть определена следующим выражением:

$$F = BIlk, \qquad (6.1)$$

где F — сила в динах; B — радиальная плотность магнитного потока в гауссах; I — ток в десятых долях ампера; l — длина проводника в сантиметрах; k — коэффициент (меньше единицы), учитывающий отклонение 90° между магнитным потоком и током.

Сила может быть значительно увеличена за счет применения сильного магнита и намотки проводника на каркас ка-

тушки. Ток зависит от мощности усилителя, и если мощность велика, то диаметр проводника должен быть достаточно большим, чтобы избежать перегрева. Особое внимание уделяется конструкции звуковой катушки и методу соединения ее с диффузором.

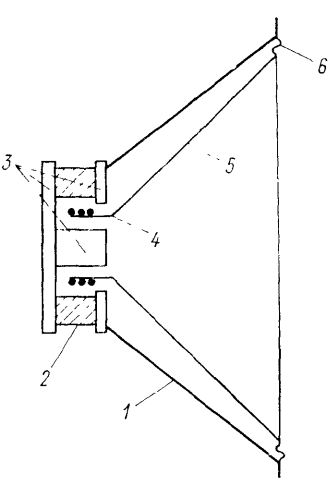


Рис. 6.1. Основные элементы громкоговорителя с подвижной катушкой
1 — диффузородержатель; *2* — магнит; *3* — полюсные наконечники; *4* — звуковая катушка; *5* — диффузор; *6* — подвес диффузора

ПОЛНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Звуковая катушка состоит из индуктивности, распределенной емкости и сопротивления. Эквивалентная электрическая схема звуковой катушки приведена на рис. 6.2.

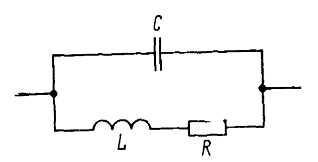


Рис. 6.2. Эквивалентная электрическая схема громкоговорителя

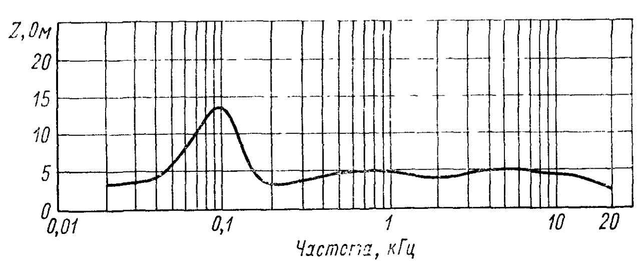


Рис. 6.3. Характеристика полного сопротивления акустической системы

Таким образом, в отношении сигнала (переменного тока) звуковая катушка представляет собой полное сопротивление, измеряемое на частоте 400 Гц или 1 кГц (рис. 6.3).

Предпочтительное значение полного сопротивления по стандарту DIN составляет 4 Ом, другие значения — 8 и 16 Ом. Громкоговорители, выпускаемые в Европе, имеют обычно полное сопротивление 4 Ом, в Англии и США предпочитают 8 Ом.

МОЩНОСТЬ

Так как современные усилители имеют обычно постоянное напряжение благодаря значительной отрицательной обратной связи, что позволяет использовать источник питания с очень малым сопротивлением, то оказалось, что чем ниже сопротивление громкоговорителя, тем больше мощность, получаемая им. Однако некоторые усилители сконструированы так, что их мощность оптимизируется при определенных значениях сопротивления, в частности при 4 или 8 Ом. Очень немногие усилители обеспечивают максимальную мощность при 15—16 Ом.

Можно применять согласующий трансформатор, например, между 15-омным громкоговорителем и транзисторным усилителем так, чтобы максимальная мощность создавалась на нагрузке 4 Ом. Однако этот метод нельзя считать удачным, так как потери при соединении и шунтировании усилителя могут значительно возрасти на очень низких частотах и нагрузка может привести к короткому замыканию усилителя. Хотя усиливаемый сигнал часто не несет информации на частотах ниже 30 Гц, тем не менее значительная мощность на сверхнизких частотах может возникнуть вследствие очень низкого рокота или колебаний пластинки, особенно если используется хороший звукосниматель с усилителем, который пропускает и сверхнизкие частоты.

Поскольку громкоговоритель представляет собой не чисто активное сопротивление, то получаемая им мощность равна

$$W = EI\cos\theta, \qquad (6.2)$$

где W — электрическая мощность в ваттах; E — напряжение сигнала в громкоговорителе; I — ток сигнала; $\cos\theta$ — косинус фазового угла между E и I.

Это особенно важно при измерении эффективности громкоговорителя [см. выражение (1.23)]. Можно, конечно, подавать сигнал на частоте, на которой сопротивление чисто активное, тогда мощность равна EI, но поскольку расчет эффективности в этом случае связан только с одной частотой, то иногда используют розовый или белый шум для оценки «средней» эффективности.

В качестве примера рассмотрим случай, когда при «среднем» звуковом давлении 96 дБ (12 мкбар) на расстоянии 1 м в условиях свободного полупространства (по стандарту DIN 45—500) розовый шум подается через усилитель и произведение напряжения шума и тока шума в громкоговорителе дает «среднюю» входную мощность. Поскольку для измерения напряжения и тока шума обычно используются измерительные приборы с усредненными показаниями, то необходима коррекция в виде вычитания из результата величины 1,05 дБ.

Как мы уже видели (см. гл. 1), звуковое давление 96 дБ на расстоянии 1 м в условиях свободного полупространства соответствует излучаемой акустической мощности 25 мВт. Поэтому усилитель, требующий 9 Вт, будет иметь «среднюю» эффективность 0,277%, и эту величину можно считать типичной при измерениях подобного рода.

ФАЗОВЫЙ УГОЛ

Зависимость между фазовым углом и частотой дана на рис. 6.4. Это — нетипичный случай и не касается громкоговорителя, характеристика сопротивления которого дана на рис. 6.3. Зависимость показывает, что громкоговоритель является актив-

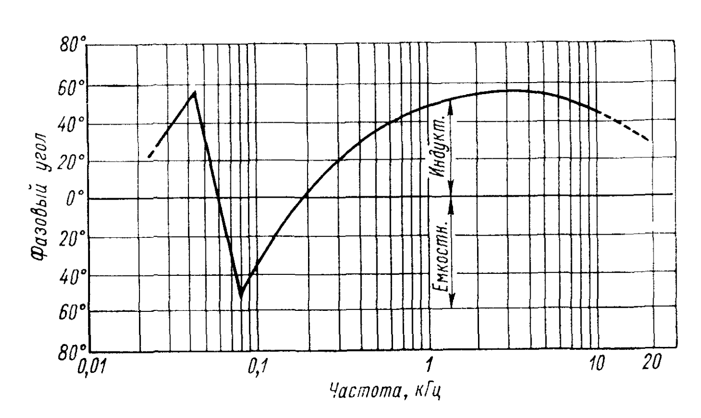


Рис. 6.4. Характеристика фазового угла громкоговорителя (см. текст)

ным сопротивлением только на двух частотах: 60 Гц и около 200 Гц.

На характеристику фазового угла влияет общая конструкция акустической системы, а также характеристика сопротивления (см. ниже). Если характеристика сопротивления громкоговорителя иногда приводится изготовителем, то характеристика фазового угла, к сожалению, дается очень редко.

РЕЗОНАНСНАЯ ЧАСТОТА

Этот термин обычно относится к низкочастотному резонансу, частота которого представляет собой собственную частоту диффузора, подвергающегося сильным колебаниям, зависящим от взаимосвязанных значений массы и упругости [см. выражение (1.27)]. На частотах ниже резонансной уровень звукового давления на выходе падает со скоростью 12 дБ на октаву. На резонансную частоту влияет акустическая нагрузка громкоговорителя. Резонанс изображается в виде пика на характеристике полного сопротивления и провала в характеристике фазового угла (рис. 6.3 и 6.4).

ЭКРАН ГРОМКОГОВОРИТЕЛЯ

Поскольку звук излучается обеими сторонами диффузора, то звук, излучаемый тыльной стороной, стремится погасить звук, излучаемый фронтальной частью, особенно по мере уменьшения частоты и приближения длины звуковой волны к размеру диффузора. Такая ситуация возникает потому, что одной стороной диффузора создается волна сжатия, а другой — волна разрежения, и тогда получается так называемое акустическое короткое замыкание.

Этот эффект заметно уменьшается, когда громкоговоритель монтируется в экране, который увеличивает расстояние между тыловым и фронтальным источниками звука. Но даже и тогда, когда длина звуковой волны примерно достигает размера экрана, появляются помехи и уменьшается низкочастотное излучение.

Для нормального низкочастотного излучения (от частоты 50 Гц) размер экрана должен быть около 3 м и, чтобы избежать провала характеристики на частоте вблизи границы низкочастотного диапазона, нужно вмонтировать громкоговоритель в экран довольно асимметрично.

Экран можно получить в более удобной форме, если придать ему вид открытого сзади ящика; но этот тип акустической нагрузки, принятой в радиоприемниках, телевизорах и другой аппаратуре, не очень желателен, так как вызывает различные виды резонансов воздуха.

Большой плоский экран редко встречается в устройствах для высококачественного воспроизведения звука. Некоторые энтузиасты, правда, почти приближаются к эффекту бесконечного экрана, монтируя свои громкоговорители в стене, разделяющей две комнаты. Чтобы устранить неравномерность в среднечастотной и высокочастотной частях характеристики, необходимо монтировать громковоритель так, чтобы не было отверстия, действующего как резонатор объема.

Когда громкоговоритель смонтирован на плоском экране, уровень звукового давления на выходе падает со скоростью 6 дБ на октаву на частоте ниже частоты среза экрана.

АКУСТИЧЕСКИЙ ПОДВЕС

Когда громкоговоритель установлен в отверстии закрытого корпуса, то задняя звуковая волна полностью подавляется методом акустической нагрузки, который одно время называли «бесконечным экраном». На низких частотах воздух, попавший в ловушку внутри корпуса, создает дополнительную жесткость к нормальной жесткости внутри корпуса, так что общая упругость снижается и увеличивается резонансная частота. В первое

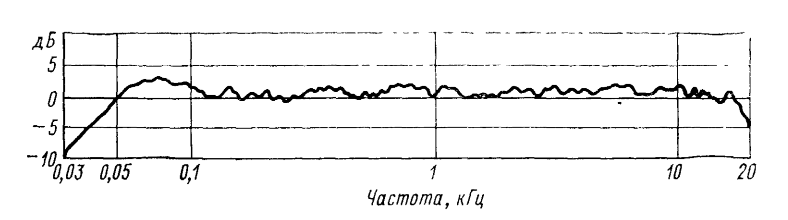


Рис. 6.5. Характеристика звукового давления акустической системы в корпусе с акустическим подвесом

время при использовании такой нагрузки требовались очень большие корпуса для получения достаточно приемлемой низкочастотной характеристики. Позднее были разработаны низкочастотные громкоговорители специально для этого типа нагрузки, которые имели очень низкую резонансную частоту, обеспечиваемую довольно большой массой диффузора и высокой его упругостью. Действительно, в значительной степени упругость всего диффузора создается заключенным в корпус объемом воздуха. Такой тип нагрузки, открытие которого приписывается американцу Эдгару Вильчуру, сейчас более правильно называют акустическим подвесом.

Благодаря низкой резонансной частоте громкоговоритель используется даже в очень небольших по размеру акустических системах. В качестве примера на рис. 6.5 дана осевая характеристика по давлению акустической системы с акустическим подвесом.

Чтобы обеспечить работу громкоговорителя на низких частотах с диффузором небольшого диаметра, необходимо дополнительное линейное движение диффузора, который действует по принципу поршня. Более того, поскольку система, по существу, пневматическая, диффузор, его подвес и корпус дожны быть воздухонепроницаемыми. Проникновение воздуха внутрь корпуса

может вызвать большие искажения и снизить выходную мощность акустической системы.

Громкоговорители для системы с акустическим подвесом имеют большую амплитуду колебания диффузора, причем звуковая катушка не выходит за пределы магнитного зазора вместе с диффузором и подвесом. В малогабаритных системах эффективная упругость почти полностью определяется закрытым объемом воздуха, и это означает, что резонансная частота не может быть уменьшена путем увеличения обычной упругости диффузора. Вместо этого увеличивается масса, которая, как и следует ожидать, уменьшает эффективность системы.

ДЕМПФИРОВАНИЕ

Акустическая система должна быть соответствующим образом демпфирована, чтобы устранить призвуки, и это достигается электромагнитным демпфированием благодаря низкому сопро-

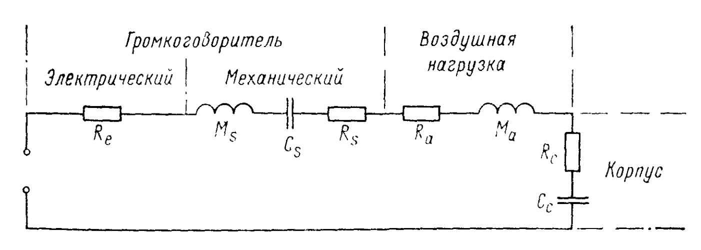


Рис. 6.6. Эквивалентная электрическая схема акустической системы с акустическим подвесом, где R_e — электрическое демпфирование; M_s — масса диффузора; C_s — упругость подвеса; R_s — акустическое сопротивление подвеса; R_a — активный компонент перед диффузором; M_a — реактивный компонент перед диффузором; R_c — активный компонент сзади диффузора; C_c — реактивный компонент сзади диффузора

тивлению источника питания усилителя и соответственно высокому коэффициенту ослабления, а таже размещением в корпусе системы материала с высоким коэффициентом поглощения звука. Чаще всего для этих целей применяются такие материалы, как шерсть, ацетатные волокна и пенополиуретан.

Демпфирование — это функция величины Q (которую иногда называют «коэффициентом усиления»):

$$Q=\frac{2\pi f M}{R}, \tag{6.3}$$

где f — частота низкочастотного резонанса; M — общая масса; R — общее сопротивление потерь.

На рис. 6.6 дана электрическая эквивалентная схема системы с акустическим подвесом, а на рис. 6.7 — низкочастот-

ная характеристика для различных значений Q. Если резонанс системы известен, то из рис. 6.6 и выражения (6.3) видно, что величина Q может быть отрегулирована путем изменения либо электрического демпфирования R_e (т. е. путем изменения членов B и l в выражении (6.1) с учетом данного значения сопротивления усилителя), либо активного сопротивления $R_к$ корпуса, представляющего собой нагрузку на тыловую часть диффузора с учетом имеющегося демпфирующего материала.

Подвижная система громкоговорителя [см. уравнение (6.1)] обычно соответствует эффективному сопротивлению усилителя, так что компонент $R_к$ обычно устанавливается для Q, находящегося в пределах от 0,8 до 1,5. Большинство предпочитает низкое значение Q и небольшое усиление низких частот усили-

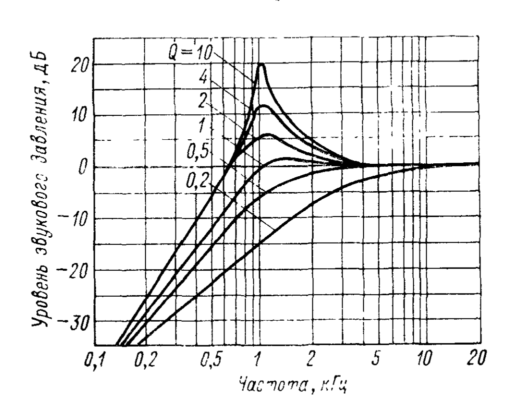


Рис. 6.7. Низкочастотная характеристика акустической системы с акустическим подвесом для различных значений Q

теля, но не акустическую систему без демпфирования, которая создает «гулкое» звучание на низких частотах, особенно если электромагнитное демпфирование ниже оптимальной величины.

ИЗОТЕРМИЧЕСКИЙ ЭФФЕКТ

Побочное явление акустического демпфирования — кажущееся увеличение объема корпуса, т. е. увеличение упругости воздуха. Изменение внутреннего давления в корпусе происходит очень быстро и является приблизительно адиабатным (т. е. отсутствует тепловой обмен с окружающей средой). В этих условиях упругость может быть выражена формулой

$$C = \frac{V}{\gamma p a^2}, \qquad (6.4)$$

где C — упругость; V — объем; γ — отношение теплоемкостей; p — давление; a — площадь.

При наличии демпфирующего материала в корпусе акустической системы создается изотермический эффект благодаря сохранению тепла. Поэтому, когда заполненный демпфирующим материалом корпус становится полностью изотермическим, упругость изменяется:

$$C=\frac{V}{pa^{2}}, \qquad (6.5)$$

где все символы сохраняют свое значение, указанное в выражении (6.4).

Так как значение γ для воздуха составляет 1,4, то демпфирование увеличивает упругость, и, следовательно, эффективный объем корпуса при оптимальных условиях позволяет уменьшить резонансную частоту в низкочастотном диапазоне на 17%. Пористый демпфирующий материал, такой, как пенополиуретан, имеет хорошие свойства задержки тепла, но плотность материала, необходимая для оптимальной теплозадержки, может отличаться от значения, требуемого для $Q=0{,}8\div1{,}5$. Однако существуют методы демпфирования, которые обеспечивают как оптимальное демпфирование, так и максимальную задержку тепла, т. е. оптимальный изотермический эффект.

На частотах выше $f=c/(2l)$, где c — скорость распространения звука (344 м/с), а l — наибольший внутренний размер корпуса в футах, стоячие волны возникают в корпусе так же, как в комнате, и они устраняются только внутренним демпфированием; поэтому необходимо избегать неравномерности частотной характеристики по давлению.

Корпус должен быть жестким и свободным от резонансов стенок. Коэффициент поглощения демпфирующего материала на высоких частотах должен быть достаточно большим, чтобы подавлять отраженные от задней стенки корпуса звуковые волны, которые, если диффузор является акустически прозрачным, приведут к значительной «окраске» звука на высоких частотах в результате прохождения их сквозь диффузор. С этой точки зрения, чем больше глубина корпуса, тем лучше, но диффузоры громкоговорителей, рассчитанные на нагрузку корпуса типа «акустический подвес», часто рассчитываются на оптимальную звуконепроницаемость.

СРЕДНИЕ И ВЫСОКИЕ ЧАСТОТЫ

Нагрузка, о которой мы говорили ранее, относится к низкочастотному диапазону. Высокие частоты обычно излучаются отдельным громкоговорителем, а во многих акустических системах имеется еще и третий громкоговоритель для излучения средних частот. Так как высокочастотный громкоговоритель акустически закрыт сзади, то на него не влияют низкочастотные

изменения давления в корпусе, поэтому он может монтироваться на передней панели корпуса вместе с низкочастотным громкоговорителем.

Среднечастотный громкоговоритель обычно открыт сзади, и его необходимо защищать от воздействия изменений звукового давления внутри корпуса небольшими внутренними перегородками.

Как высокочастотный, так и среднечастотный громкоговорители обычно относятся к типу громкоговорителей с подвижной катушкой, но диаметр диффузора или диафрагмы указывает на диапазон излучаемых ими частот. Среднечастотный громкоговоритель имеет диаметр 4—8 дюймов (10—20 см), излучает частоты в диапазоне 750—5000 Гц. Высокочастотный громкоговоритель много меньше по размеру, с диафрагмой из мелинекса (Melinex) диаметром около 1 дюйма (2,5 см), куполообразной формы для расширения сферы излучения.

Иногда среднечастотные и высокочастотные громкоговорители нагружены рупором. Кроме того, существуют высокочастотные громкоговорители с ленточной «диафрагмой» вместо диффузорной или куполообразной. Лента представляет собой проводник, ее небольшая масса обусловлена малой толщиной, хотя форма часто гофрированная. Она подвешена в очень мощном магнитном поле. Рупорная нагрузка создает эффективную связь между громкоговорителем и воздухом.

Размеры рупора определяются длиной волны и частотой звука в рабочей полосе частот. Для высоких частот размеры рупора невелики, и в современных акустических системах применяются рупорные средне- и высокочастотные громкоговорители; однако на низких частотах требуется очень большой рупор. Тем не менее, некоторые энтузиасты используют в своих любительских системах рупорные низкочастотники, которые встраивают в пол или в стену комнаты, иногда выбирая для этого угол.

В небольших рупорных системах используют сложенный рупор, приспосабливая практически его длину к объему корпуса. Угол комнаты также может использоваться для расширения устья рупора и приспособления его для излучения более низких частот (см. описание ниже).

РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Если в акустической системе используется несколько громкоговорителей, требуется разделительный фильтр, чтобы громкоговорители получали сигналы только в том диапазоне частот, для которого они предназначены. Например, низкочастотный громкоговоритель излучает частоты до 500—750 Гц, среднечастотный — от 500 до 5000 Гц и высокочастотный — от 5000 Гц

и выше. Высокочастотный громкоговоритель устанавливает верхнюю границу полосы воспроизводимых частот акустической системы, а низкочастотный громкоговоритель и корпус определяют нижнюю границу диапазона.

Существуют два типа разделительных фильтров — один с приблизительно постоянным сопротивлением, а другой — с постоянным сопротивлением. Выбор фильтра зависит от крутизны спада. Так, для акустической системы с двумя громкоговорителями на рис. 6.8, 6.9 и 6.10 приведены схемы фильтров с крутизной спада 6, 12 и 18 дБ соответственно (иногда их называют фильтрами, состоящими из четверти звена, половины звена или полного звена); причем могут использоваться схемы с последо-

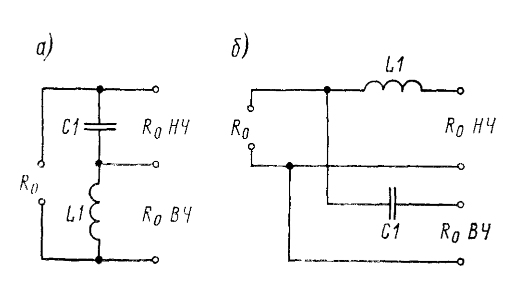


Рис. 6.8. Разделительный фильтр (четверть звена) с крутизной спада 6 дБ с последовательным (*а*) и параллельным (*б*) соединением элементов $L_1=R_0/(2\pi f_0)$ и $C_1=1/(2\pi f_0 R_0)$, где f_0 — частота разделения, на которой затухание равно —3 дБ, а мощность, подаваемая на НЧ и ВЧ-громкоговорители, одинакова; C — в фарадах, L — в генри

вательным (*а*) и параллельным (*б*) соединением элементов. Схемы на рис. 6.8 и 6.9 изображают фильтры с постоянным сопротивлением, а на рис. 6.10 — с приблизительно постоянным сопротивлением. В подписях к рисункам приведены формулы, с помощью которых рассчитываются параметры элементов. Обычно используется фильтр с половинным звеном, т. е. фильтр со спадом 12 дБ. Скорость затухания фильтра со спадом 6 дБ редко бывает достаточной для акустических систем простейшего типа. Изучение схем фильтров с параллельным соединением показывает, что для низкочастотных громкоговорителей используется низкочастотный фильтр, а для высокочастотных громкоговорителей — высокочастотный; фильтр же со спадом характеристики 6 дБ представляет собой просто индуктивность, соединенную последовательно с низкочастотным громкоговорителем, или емкость, соединенную последовательно с высокочастотным громкоговорителем. На рис. 6.11, *а* показан простой фильтр, состоящий из четверти звена, который обеспечивает частоту разделения 5 кГц; используемые в нем элементы имеют заданные параметры и соединены с 15-омным громкоговорителем. Примерные частотные характеристики даны на рис. 6.11, *б*.

Чтобы получить равномерную характеристику во всем звуковом спектре, особенно если в акустической системе применены три громкоговорителя, можно использовать постоянные или переменные резисторы для регулировки мощности, подаваемой на громкоговорители.

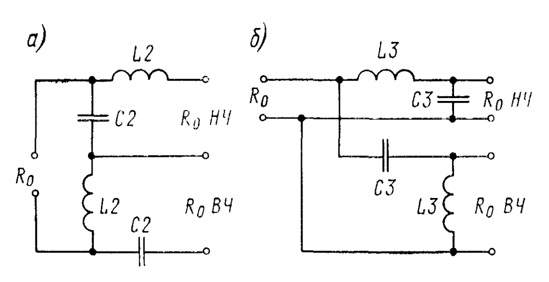


Рис. 6.9. Разделительный фильтр (половина звена) с крутизной спада 12 дБ с последовательным (*а*) и параллельным (*б*) соединением элементов

$L_2 = R_0/(2\sqrt{2}\pi f_0)$; $C_2 = 1/(\sqrt{2}\pi f_0 R_0)$; $L_3 = R_0/(\sqrt{2}\pi f_0)$ и $C_3 = 1/(2\sqrt{2}\pi f_0 R_0)$,
где f_0 — частота разделения, на которой затухание равно —3 дБ, а мощность входного сигнала для НЧ и ВЧ-громкоговорителей одинакова; C — в фарадах, L — в генри

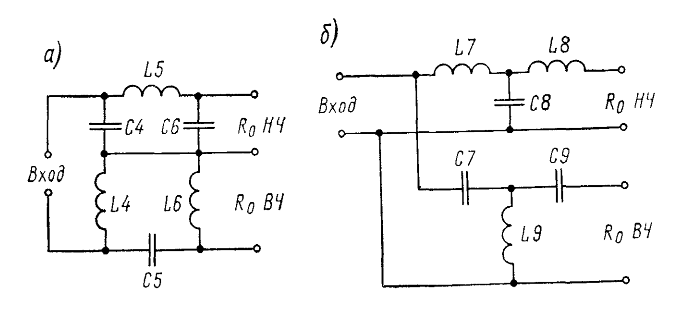


Рис. 6.10. Разделительный фильтр (полное звено) с крутизной спада 18 дБ с последовательным (*а*) и параллельным (*б*) соединением элементов

$L_4 = R_0/[(1+m)(2\pi f_0)]$; $L_5 = 2R_0/(2\pi f_0)$; $L_6 = R_0/(2\pi f_0)$;;
$C_4 = (1+m)/(2\pi f_0 R_0)$; $C_5 = 1/(4\pi f_0 R_0)$; $C_6 = 1/(2\pi f_0 R_0)$
$L_7 = (1+m) R_0/(2\pi f_0)$; $L_8 = R_0/(2\pi f_0)$; $L_9 = R_0/(4\pi f_0)$;
$C_7 = 1/[(1+m)(2\pi f_0 R_0)]$: $C_8 = 1/(\pi f_0 R_0)$:; $C_9 = 1/(2\pi f_0 R_0)$,

где f_0 — частота разделения, на которой затухание равно —3дБ; мощность входного сигнала для НЧ и ВЧ-громкоговорителей одинакова; $m = 0{,}6$ и обеспечивает приблизительно постоянное сопротивление в полосе пропускания; C — в фарадах; L — в генри

Построение разделительного фильтра для трехзвенной акустической системы AS-9530 фирмы «Хэткит» (Heathkit) дано на рис. 6.12 вместе с частичными и общей частотными характеристиками.

На рис. 6.12, *а* показан фильтр, состоящий из четверти звена (только с индуктивностью), для низкочастотного громкоговорителя, а на рис. 6.12, *в* — фильтр, состоящий из половины звена, для высокочастотного громкоговорителя. На рис. 6.12, *б* изо-

бражен полосовой фильтр, состоящий из половины звена и предназначенный для среднечастотного громкоговорителя, а на рис. 6.12, *г* приведена полная частотная характеристика акустической системы. В этой системе использованы три громкогово-

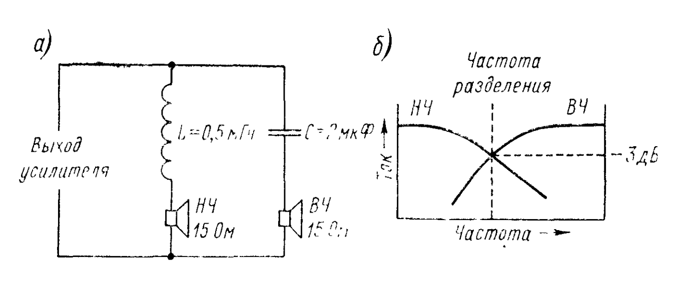


Рис. 6.11. Простой разделительный фильтр с крутизной спада 6 дБ (*а*) и его характеристика (*б*)

Рис. 6.12. Анализ разделительного фильтра акустической системы типа AS-9530 фирмы «Хэткит» (см. текст): *а* — НЧ-характеристика; *б* — СЧ-характеристика; *в* — ВЧ-характеристика; *г* — общая частотная характеристика

рителя фирмы KEF: низкочастотный типа B139, среднечастотный типа B110 и высокочастотный типа T27.

Полная схема разделительного фильтра с номиналами элементов для нагрузки 8 Ом дана на рис. 6.13, где также показаны частотные диапазоны и правильное фазирование трех громкоговорителей.

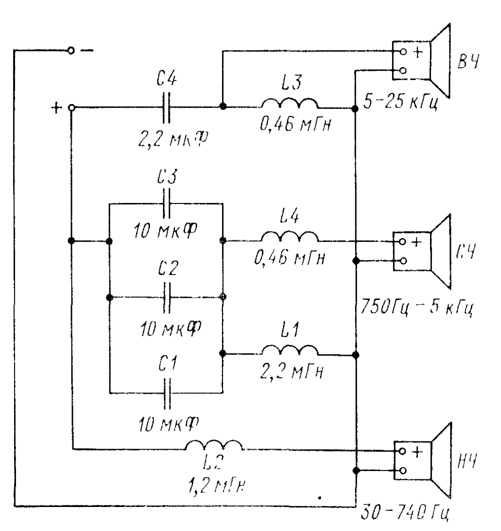


Рис. 6.13. Полная схема разделительного фильтра акустической системы AS-9530 фирмы «Хэткит»

ЭЛЕМЕНТЫ РАЗДЕЛИТЕЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Конденсаторы могут быть бумажными либо электролитическими. Однако у последних очень важным фактором является полярность, и поскольку конденсаторы связаны с переменным током (током сигнала), то они должны относиться к типу биполярных приборов. Можно также использовать конденсатор, состоящий из двух обычных электролитических конденсаторов, соединенных положительным полюсом с положительным, а отрицательным — с отрицательным (рис. 6.14). Однако следует помнить, что когда два конденсатора соединены последовательно, то общая емкость уменьшается, так как $1/C_{общ} = 1/C_1 + 1/C_2$. Таким образом, последовательное соединение двух конденсаторов емкостью 2 мкФ дает общую емкость $C_{общ} = 1$ мкФ.

Катушка индуктивности может не иметь металлического сердечника, так как такие сердечники вызывают искажения. В последнее время успешно применяются ферритовые сердечники, хотя здесь существует опасность возникновения искажений от звенящих призвуков (из-за несоответствующего демпфирования) или магнитострикционных эффектов.

Многие энтузиасты предпочитают катушки с воздушным сердечником, каркасы которых могут быть изготовлены из дерева, пластмассы или любого другого изоляционного материала (не металла). Медный провод диаметром 1,2 мм с лаковым изоляционным покрытием чаще всего используется в разделительных фильтрах. Катушка, состоящая из сердечника с общим диаметром 70 мм, внутренним диаметром 25 мм и толщиной 22 мм, на который намотано 175, 210, 245 или 270 витков такого провода, обеспечивает индуктивность 0,78; 1,12; 1,57 и 1,95 мГн соответственно.

Сердечники такого же диаметра, но толщиной 40 мм обеспечивают соответственно индуктивность 2,78; 3,15 и 3,9 мГн при намотке 300, 340 и 375 витков. Индуктивность 7,8 мГн требует

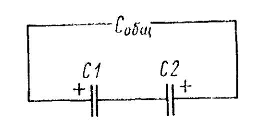


Рис. 6.14. Биполярный электролитический конденсатор, который может быть получен путем последовательного соединения двух электролитических конденсаторов

$$1/C_{общ}=1/C_1+1/C_2$$

намотки 515 витков на каркас общим диаметром 100 мм, с внутренним диаметром 22 мм и толщиной 40 мм.

Следует учитывать, что катушки индуктивности обладают распределенной емкостью и сопротивлением, поэтому часть мощности теряется, но эти потери невелики, если используется провод соответствующего диаметра. Разделительный фильтр видоизменяет электрическую эквивалентную схему акустической системы, к которой подключен усилитель, и демпфирование благодаря малому сопротивлению усилителя будет меньше для каждого громкоговорителя из-за наличия активных и реактивных элементов разделительного фильтра.

ГРОМКОГОВОРИТЕЛИ С ДВОЙНЫМ ДИФФУЗОРОМ

Громкоговоритель с двойным диффузором используется как средство получения расширенной характеристики от одного излучателя. Основной диффузор средне- и низкочастотного громкоговорителя сконструирован так, что выше определенной частоты, называемой частотой механического разделения, звуковая катушка отключается и основной диффузор перестает излучать энергию. Однако со звуковой катушкой тесно связан второй диффузор с очень малой массой, который начинает ра-

ботать с механической частоты разделения и обеспечивает излучение высокочастотной части спектра.

Такому громкоговорителю не нужен разделительный фильтр, но в этом случае разработчик имеет меньшую возможность контролировать частотную характеристику; наличие двух и более отдельных громкоговорителей дает бóльшую гибкость в этом вопросе.

Иногда громкоговоритель с двойным диффузором создается для излучения низких и средних частот, иногда — для средних и высоких частот звукового спектра, и тогда второй громкоговоритель, соединенный посредством разделительного фильтра, используется как низкочастотный.

Другой тип громкоговорителя (фирмы «Тэнной» — Tannoy) представляет собой рупорный высокочастотный излучатель, концентрически расположенный в основном диффузоре. Основной диффузор воспроизводит низкие и средние частоты. Два громкоговорителя соединены посредством разделительного фильтра. На задней панели акустической системы имеются регуляторы для регулировки спада ВЧ-характеристики и энергии, подаваемой на высокочастотный громкоговоритель.

АКУСТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ТИПА «ФАЗОИНВЕРТОР»

Хотя тип акустического подвеса как нагрузки низкочастотного громкоговорителя характерен для большинства современных малогабаритных акустических систем, имеются также системы, созданные на основе так называемой нагрузки типа «фазоинвертор». Так как важной особенностью таких систем является отверстие в корпусе, то для описания такой системы иногда употребляются термины «корпус с отверстием» или «с туннелем».

Как и другие, ранее описанные системы, акустическая система типа «фазоинвертор» является системой прямого излучения. Корпус ее имеет два основных отверстия: одно — для установки громкоговорителя, а другое — для движения воздуха внутрь корпуса и наружу в зависимости от изменения внутреннего давления воздуха.

Отверстие в корпусе акустической системы иногда представляет собой просто вырез определенной формы, но может иметь вид (особенно когда объем корпуса ограничен) трубы (рис. 6.15). Воздух в отверстии ведет себя как внутренняя реактивная масса. Корпус с отверстием имеет характеристики, аналогичные характеристикам резонатора Гельмгольца (см. гл. 1).

Когда корпус резонирует под влиянием внутреннего объема и размеров отверстия на резонансной частоте f_0 низкочастотного громкоговорителя, воздух в отверстии на частоте f_0 колеблется

в фазе с диффузором. В этих условиях в корпусе создается максимальное сжатие воздуха, что демпфирует резонанс низкочастотного громкоговорителя.

Ниже частоты f_0 колебания диффузора тесно связаны с массой воздуха в отверстии, что сохраняет резонанс на низкой частоте. На частотах выше f_0 жесткость объема корпуса связана с колебаниями диффузора благодаря высокому реактивному сопротивлению массы воздуха в отверстии, что создает практически недемпфированный резонанс на довольно высокой час-

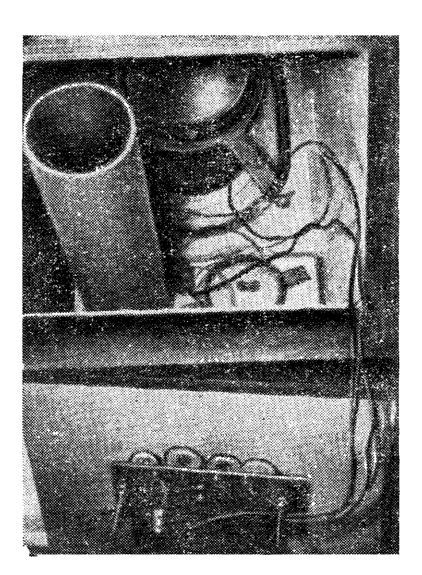


Рис. 6.15. Внутренний вид акустической системы типа Omni Mk II фирмы «Ректавокс», показывающий расположение НЧ и ВЧ-громкоговорителей, трубу, соединенную с отверстием корпуса, и внизу — разделительный фильтр

тоте. Оба резонанса показаны на рис. 6.16, где даны характеристики полного сопротивления. Если воздух в отверстии колеблется в фазе с фронтальной частью диффузора, то излучение на низких частотах увеличивается. Однако ниже частоты f_0 излучение отверстия стремится уменьшить излучение диффузора, так как происходит фазовое совпадение излучения отверстия и излучения тыловой части диффузора.

Свойствами корпуса типа «фазоинвертор» являются: хорошая передача мощности на низких частотах благодаря значительному акустическому демпфированию на частоте f_0, небольшие низкочастотные искажения из-за малой амплитуды колебания диффузора на частотах около f_0, расширенная низкочастотная характеристика для данного объема корпуса и громкоговорителя, малое пиковое электрическое сопротивление и хорошее

акустическое демпфирование на низких частотах. Однако площадь отверстия и объем корпуса должны быть тщательно согласованы с низкочастотным громкоговорителем, чтобы все эти свойства полностью проявились.

Когда площадь отверстия приближается к площади диффузора громкоговорителя, характеристика излучения отверстия оптимизируется. Однако оптимизация некоторых акустических систем малого объема достигается путем продления отверстия в корпусе, как показано на рис. 6.15. Это производит такой же

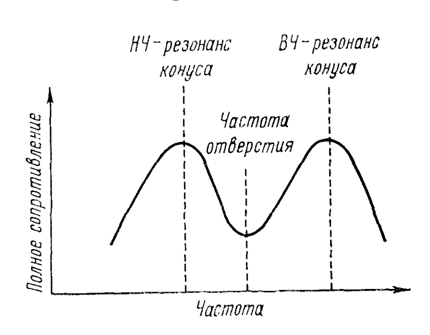


Рис. 6.16. Характеристика сопротивления корпуса типа «фазоинвертор», имеющая два максимума (см. текст)

Максимальное демпфирование возможно с помощью устройства акустического сопротивления в отверстии (см. текст)

эффект, как уменьшение размера отверстия (в соответствии с объемом корпуса), сохраняя в то же время колебания воздуха эквивалентными колебаниям в отверстии с большой площадью.

Одним из новых методов, основанных на принципе «фазоинвертора», является использование дополнительного излучателя низких частот, смонтированного рядом с обычным громкоговорителем. Диафрагма дополнительного низкочастотного излучателя сконструирована с учетом критической упругости и массы, а также нагрузки в корпусе; этот излучатель заменяет собой отверстие в обычном корпусе типа «фазоинвертор». Он приводится в действие сжатиями воздуха внутри корпуса на низких частотах, увеличивая тем самым излучение низких частот громкоговорителем. Действительно, излучение от тыльной стороны диффузора громкоговорителя подается в фазе в переднюю часть корпуса, увеличивая эффективность низких частот. Природа нагрузки и характеристики дополнительного низкочастотного излучателя подтверждают, что его фазовая характеристика на низких частотах совпадает с фазовой характеристикой низкочастотного громкоговорителя. На высоких частотах корпус акустической системы представляет собой демпфированный закрытый ящик.

Отверстие корпуса типа «фазоинвертор» иногда умышленно демпфируется устройством акустического сопротивления (типа ARU фирмы «Гудманз» — Goodmans). Это устройство не только уменьшает излучение отверстия, но и обеспечивает демпфирование обоих низкочастотных пиковых значений в характеристике и позволяет использовать значительно меньший объем воздуха в корпусе, чем требуется для правильной работы без демпфирования отверстия.

Следует отметить, что принцип конструкции корпуса «фазоинвертор» был создан в 1930 г. А. Л. Турасом, запатентован под номером 1.869.178 (США) и до сих пор эта система активно используется.

ДРУГИЕ РЕЗОНАНСНЫЕ СИСТЕМЫ

Другой тип резонансного корпуса имеет форму резонансного воздушного столба, на одном конце которого (или на определенном расстоянии от него) размещен громкоговоритель, а другой конец открыт или закрыт в зависимости от конструкции. Когда дальний конец трубы открыт, то ее размеры таковы, что низкочастотный звук излучается в фазе с диффузором громкоговорителя, и тогда звучание на низких частотах усиливается, как в корпусе типа «фазоинвертор».

Когда дальний конец трубы закрыт, то размеры трубы, а значит, и столба воздуха таковы, что резонанс воздуха помогает колебаниям диффузора на низких частотах благодаря малому сопротивлению воздушной нагрузки на резонансной частоте.

За много лет было создано несколько вариантов корпусов с воздушным столбом, и один или два из них дошли до наших дней. Благодаря природе нагрузки громкоговорителя для описания корпусов такого типа иногда применяется термин «линия передачи». Этот термин был взят из теории линий передачи из-за аналогии между электрической линией передачи и воздушным столбом в условиях резонанса.

Когда один конец трубы возбуждается звуковым сигналом, а длина трубы равна четверти длины звуковой волны, то отраженная волна находится в фазе с источником, если дальний конец трубы открыт. Отраженная волна в трубе, равной по длине половине звуковой волны, находится в противофазе по отношению к источнику. Когда труба закрыта, создается прямо противоположная ситуация. Все эти особенности учтены в конструкции корпуса в виде трубы с «воздушным столбом» и с громкоговорителем, помещаемым в одном из ее концов. Длина же этого «столба» выбирается так, чтобы в нем устанавливался антирезонанс, частота которого совпадала бы с частотой основного резонанса громкоговорителя. Длина открытой трубы с ан-

тирезонансом на частоте f определяется выражением

$$l = \frac{c}{2f} - 1{,}7\sqrt{\frac{A}{\pi}}, \qquad (6.6)$$

где c — скорость звука в воздухе; A — площадь поперечного сечения трубы.

Чтобы частично устранить антирезонансы на каждой четверти длины волны, можно монтировать громкоговоритель на расстоянии $^1/_3$ длины трубы от ее закрытого конца, что позволит погасить первый резонанс (т. е. третью гармонику) выше основной частоты.

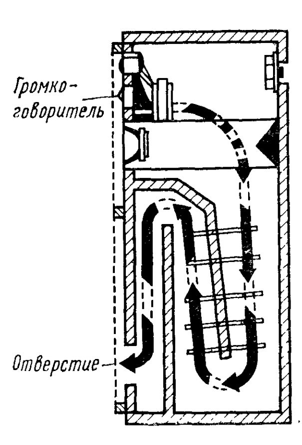


Рис. 6.17. Акустическая система в корпусе типа «акустический лабиринт» (см. текст)

Некоторые свойства корпуса с воздушным столбом присущи акустическому лабиринту, труба которого выполнена внутри корпуса в виде деревянного лабиринта (рис. 6.17). Тыловая часть диффузора излучает звук в длинную сложенную трубу, демпфированную звукопоглощающим материалом. Другим своим концом эта труба прикрепляется к отверстию на передней или задней панели акустической системы, чтобы обеспечить «выход» низкочастотным звуковым волнам.

В некоторых системах создается полное поглощение тыловых излучений диффузора, поэтому нагрузка на диффузор достаточно активная. Сильное демпфирование приводит к равномерному падению характеристики на низких частотах, так как диффузор начинает работать в условиях, приближающихся к постоянной скорости.

Эффективность лабиринта ограничена на низких частотах его длиной, и чтобы получить линейную характеристику от 70 Гц, необходима длина трубы, измеренная по центральной

линии, 2,13, причем частота «нагруженного» низкочастотного резонанса громкоговорителя равна примерно 40 Гц. Это значит, что длина трубы должна составлять около четверти длины звуковой волны при низкочастотном резонансе громкоговорителя. Например, если низкочастотный резонанс громкоговорителя имеет частоту 30 Гц (длину волны 11,4 м), то длина трубы должна составлять четверть этой величины, т. е. 2,85 м, для получения линейной низкочастотной характеристики.

Такой вид акустической нагрузки снижает частоту резонанса громкоговорителя, поэтому «ненагруженный» резонанс, например, имеет частоту 50 Гц, а «нагруженный» — более низкую частоту — 40 Гц, что противоположно эффекту, создаваемому нагрузкой типа «акустический подвес».

Преимуществом акустического лабиринта является почти полное отсутствие резонансов. Этот тип корпуса приобретает популярность у различных изготовителей.

ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЙ ПРИНЦИП

Электростатический принцип используется в громкоговорителях и головных телефонах. Высокочастотные электростатические громкоговорители выпускаются в течение многих лет, но в последние годы появились электростатические акустические системы и среди них известная широкополосная система фирмы «Квод Акустикэл» (Quad Acoustical).

Как показано на элементарной диаграмме (рис. 6.18), используются две пластины (панели), как в конденсаторе. Одна — неподвижная, другая — очень тонкая и подвижная, установленная таким образом, что она может колебаться, не касаясь неподвижной пластины. На пластины подается напряжение сигнала звуковой частоты, в результате чего создаются электростатические силы между пластинами, изменяющиеся в зависимости от частоты, что заставляет тонкую пластину колебаться в соответствии с воздействующим сигналом. Таково обычное электростатическое действие.

В самом простом случае подвижная пластина отклоняется в сторону неподвижной пластины в каждом полупериоде сигнала, так что в течение полного периода происходят два колебания. Этого можно избежать, если подавать поляризующее напряжение последовательно с сигналом, как показано на рис. 6.18. Поляризующее напряжение вызывает начальное притяжение подвижной пластины, и если максимальное напряжение сигнала не превышает по значению поляризующего напряжения, то пластина будет колебаться в полном соответствии со звуковой информацией. Ограничивающий резистор необходим для предотвращения шунтирования источника поляризации от схемы сигнала.

Для применения в высококачественных системах разработана двухтактная конструкция (рис. 6.19). Она устраняет не только вторую и все четные гармоники, но сохраняет на низком уровне гармоники нечетного порядка. Общие гармонические

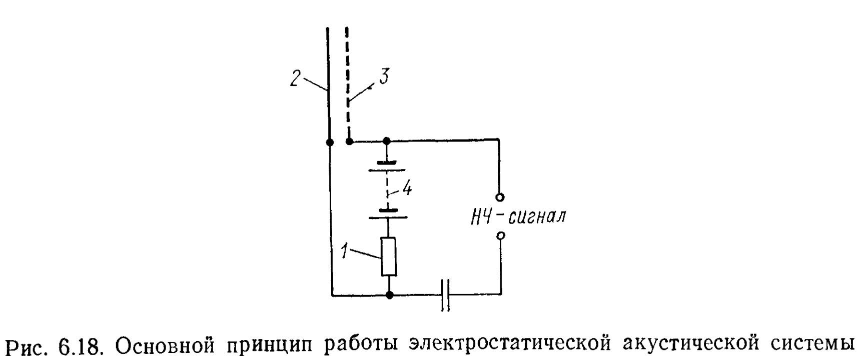


Рис. 6.18. Основной принцип работы электростатической акустической системы
1 — ограничительный резистор; 2 — подвижная пластина; 3 — неподвижная пластина; 4 — поляризующее напряжение

искажения ниже 1%, и это достаточно низкий уровень искажений для акустических систем.

В двухтактной системе подвижная пластина находится в окружении двух перфорированных неподвижных пластин, которые

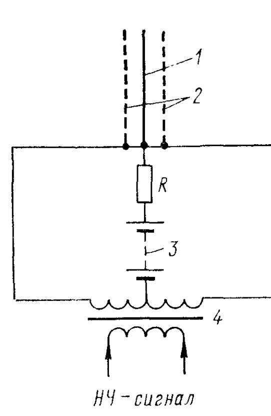


Рис. 6.19. Основная схема двухтактного электростатического громкоговорителя (акустической системы)
1 — подвижная пластина; 2 — фиксированные пластины; 3 — поляризующее напряжение; 4 — двухтактный трансформатор

относительно подвижной пластины заряжаются одинаковыми по значению, но противоположными по фазе напряжениями от трансформатора со вторичной обмоткой с центральным ответвлением. Таким образом достигается балансный режим работы.

РУПОРНАЯ НАГРУЗКА

Как уже говорилось, рупорная нагрузка не является чем-то необычным для излучателей средних и высоких частот. Для воспроизведения же низких частот (если рупор не является сложенным или не расширяется за счет границ помещения) она должна быть слишком большой (особенно в пáрах) для средних размеров помещения. Низкочастотные рупоры встраиваются в пол или стены комнаты, причем раструб обращен в сторону помещения.

Громкоговорители с рупорной нагрузкой известны своей высокой электроакустической эффективностью, и в пределах полезной полосы пропускания частот колебания диффузора или диафрагмы громкоговорителя для данного акустического выхода много меньше, чем при нагрузке в виде экрана. Рупор можно рассматривать как акустический преобразователь, который преобразует высокое давление и малую скорость звука громкоговорителя в малое давление и высокую скорость звука, необходимые для передачи в окружающую среду. Такая эффективная нагрузка и такое преобразование приводят к хорошему демпфированию, малому уровню искажений и довольно равномерной частотной характеристике в пределах используемой полосы частот.

Хотя рупоры могут быть экспоненциальными, параболическими, коническими и со специальным подчеркиванием низких частот, чаще всего применяются экспоненциальные рупоры с круглым или квадратным сечением. У сложенных рупоров конструкция, приближающаяся к экспоненциальной, достигается соединением нескольких конических секций.

В целом рупорные громкоговорители * создаются для того, чтобы воспроизводить часть звукового спектра, и отдельные рупорные громкоговорители используются в качестве низкочастотных и высокочастотных громкоговорителей, но никогда не применяются для воспроизведения широкополосного диапазона. Попытки расширить полосу воспроизведения у рупорных громкоговорителей приводили к ухудшению качества звучания из-за возникающих резонансов.

Площадь поперечного сечения экспоненциального рупора в два раза превышает по значению расстояние по оси и увеличивается на коэффициент, известный под названием «расширяющаяся постоянная», влияющий на частоту среза. Рупор, воспроизводящий полосу частот от 30 Гц, должен быть около 4 м длины и иметь диаметр раструба 1,5 м; его возбуждает диффузорный громкоговоритель диаметром 300 мм.

---

* Диннсдейл Дж. Конструирование рупорных громкоговорителей.— Wireless World, 1974, май, июнь.

Диаметр раструба с самой низкой резонансной частотой должен быть не менее $^1/_3$ длины волны на частоте нижнего среза воспроизводимого диапазона. Поэтому правильно сконструированная рупорная нагрузка с нижней границей частотного диапазона 50 Гц представляет собой массивный прибор. Это приводит к попыткам уменьшить размер рупора путем его складывания и расширения раструба за счет границ комнаты при домашнем использовании.

Активная часть сопротивления малого отверстия рупора быстро падает на частотах, в 1,2 раза превышающих частоту среза раструба. Хотя на низких частотах можно получить некоторый выходной сигнал, гармонические искажения повышаются. Основная резонансная частота громкоговорителя должна быть не ниже частоты среза раструба и, желательно, не менее чем в 1,2 раза превышать частоту среза, чтобы нагрузка громкоговорителя соответствовала основной резонансной частоте.

Активная нагрузка на частотах ниже частоты среза раструба иногда обеспечивается применением воздушной камеры между громкоговорителем и рупором. Она создается с целью введения емкостного реактивного сопротивления, которое по значению соответствует индуктивному реактивному сопротивлению рупора на расширяющейся частоте среза. Этот метод иногда применяется по отношению к сложенным рупорам ограниченного размера, используемым в домашней обстановке.

Наибольшая эффективность в наименьшем пространстве достигается в случае, когда площадь поперечного сечения A_x рупора на каком-либо расстоянии x от малого размера (устья) рупора равна

$$A_x = A_0 \varepsilon^{mx}, \qquad (6.7)$$

где A_0 — площадь сечения малого отверстия (устья); m — расширяющаяся постоянная; ε — основание натуральных логарифмов (2,71828).

Частота среза f_c определяется как

$$f_c = \frac{mc}{4\pi}, \qquad (6.8)$$

где c — скорость звука в воздухе.

РЕГУЛИРОВКА АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Помимо регулировки, обеспечиваемой акустическими свойствами нагрузки корпуса, существует регулировка акустических систем с помощью отрицательной обратной связи, которая, как уже было указано (см. гл. 2), за счет малоэффективного сопротивления источника демпфирует свободные колебания гром-

коговорителя электромагнитным способом. Эффективность такого метода регулировки ограничена значением сопротивления, соединенного параллельно с громкоговорителем и источником с помощью соединительного кабеля и элементов частотного делителя. Сопротивление усилителя, например, может составлять около 0,1 Ом, в то время как последовательно подключенное сопротивление может в 10 и более раз превышать это значение.

Для улучшения регулировки акустических систем было испытано много различных конструкций, в том числе со встроенным в акустическую систему усилителем мощности, что позволяло использовать короткий кабель с малым сопротивлением для соединения усилителя с громкоговорителем. В этом случае усилитель подает сигнал непосредственно на низкочастотный громкоговоритель, а разделительный фильтр, распределяющий полосы воспроизводимых частот для средне- и высокочастотного громкоговорителей, расположен перед выходом усилителя. Иногда применяется отдельный усилитель для каждого громкоговорителя. Ко времени издания настоящей книги (1975 г.) выпускались акустические системы со встроенным усилителем для низкочастотного громкоговорителя. Похоже, что возобновился интерес к расширению низкочастотного диапазона больших и даже малогабаритных акустических систем.

Существуют другие способы применения общей отрицательной обратной связи в цепи усилитель — громкоговоритель, использующие электрические и акустические петли с целью получения скорости колебания звуковой катушки, пропорциональной амплитуде входного сигнала (т. е. постоянной скорости колебания) и полностью независимой от частоты. В некоторых, более ранних вариантах необходимое напряжение обратной связи обеспечивалось дополнительной звуковой катушкой, прикрепленной к диффузору, или микрофоном, расположенным близко к диффузору, а также специальной мостовой схемой, соединенной через выход усилителя; причем одно плечо схемы представляло собой сопротивление громкоговорителя, подключенного через второе плечо. При этом мостовая схема содержала в себе два постоянных резистора соответствующего номинала для поддержания равновесия. Ни одна из этих идей не была реализована на практике.

СХЕМА МЕХАНИЧЕСКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ФИРМЫ «ФИЛИПС»

Несколько лет тому назад специалисты фирмы «Филипс» создали в коммерческой акустической системе регулировку акустической обратной связи, получившую название «механическая обратная связь». Структурная схема этой разработки приведена на рис. 6.20.

Все элементы показаны на структурной схеме, в том числе громкоговорители, размещенные в корпусе объемом всего 12 дм^3 с размерами 38×28,5×22 см. Механическая обратная связь применена к низкочастотному громкоговорителю диаметром 8 дюймов (20 см), разработанному фирмой «Филипс». Небольшая печатная схема размещена над звуковой катушкой и прикреплена к преобразователю с помощью резиновых зажимов так, что она способна за счет упругости реагировать на ускорение колебаний диффузора.

Керамический преобразователь согласован со схемой обратной связи полевым транзистором, и появляющийся сигнал

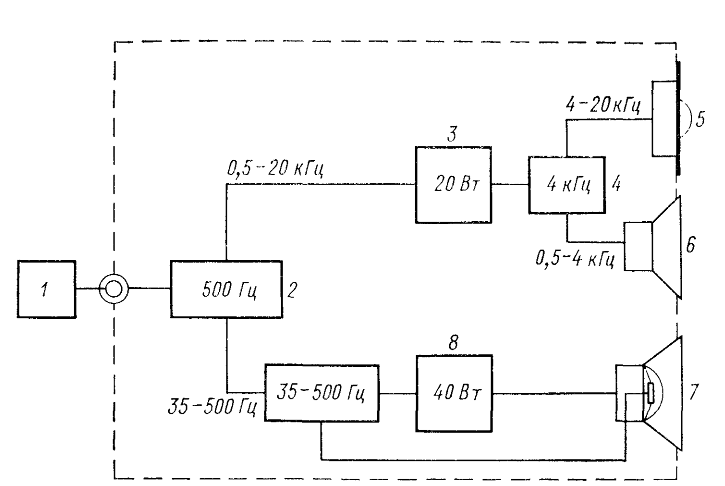


Рис. 6.20. Структурная схема акустической системы фирмы «Филипс» со встроенным усилителем и механической обратной связью

1 — источник сигнала; *2* — электронный фильтр; *3* — усилитель СЧ и ВЧ-сигналов; *4* — фильтр; *5* — ВЧ-громкоговоритель; *6* — СЧ-громкоговоритель; *7* — НЧ-громкоговоритель с механической обратной связью; *8* — усилитель НЧ-сигналов

ошибки подается на компаратор вместе с входным сигналом. Входной сигнал, или сигнал от источника звука, подается через активный фильтр, пропускающий сигналы с частотами до 500 Гц, в низкочастотный канал. Другой фильтр, на входе низкочастотного канала, обеспечивает затухание сигналов с частотой ниже 35 Гц, соответствующей резонансной частоте низкочастотного громкоговорителя; поэтому входной сигнал на компараторе, представляющем собой дополнительный контур, имеет частоту в диапазоне 35—500 Гц. Сигналы на этих частотах усиливаются усилителем мощностью 40 Вт и воспроизводятся низкочастотным громкоговорителем.

Обратная связь стремится обеспечить постоянную скорость колебаний диффузора громкоговорителя. Преобразователь эффективно «измеряет» ускорение диффузора и заставляет его двигаться в режиме поршня с ускорением, пропорциональным

амплитуде входного сигнала. Любое отклонение от этого условия попадает под корректирующее действие обратной связи.

В результате в системе уменьшаются низкочастотные гармоники и призвуки и снижается частота резонанса, так что от системы относительно небольших размеров можно получить хорошую низкочастотную характеристику. В средне-высокочастотный канал отфильтровываются сигналы на частотах 500—2000 Гц. В этом диапазоне используется отдельный усилитель мощностью 20 Вт, выходной сигнал от которого воспроизводится среднечастотным и высокочастотным громкоговорителями через разделительный фильтр с частотой разделения 4 кГц.

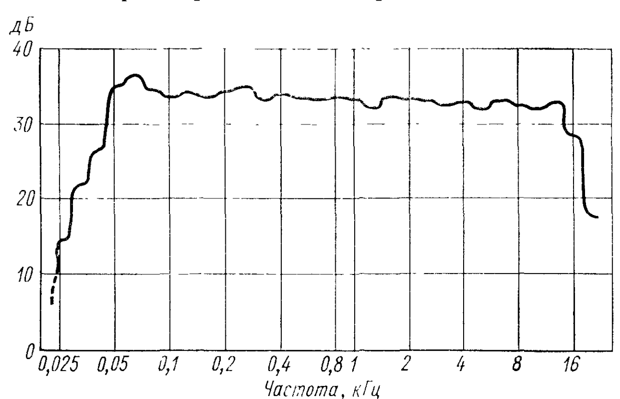


Рис. 6.21. Частотная характеристика акустической системы RH 532 фирмы «Филипс» с механической обратной связью

Каждая система получает питание от сети с помощью ручного регулятора; но, кроме того, имеется автоматическое электронное переключение, которое создает режим «покоя» примерно на 2 мин после прекращения подачи входного сигнала. Затем система автоматически включается, если подача входного сигнала возобновляется.

В акустической системе имеются два гнезда: одно — для приема сигнала от предварительного усилителя, другое — для подключения второй, а затем третьей и так далее систем, которые возбуждаются одним и тем же сигналом. Таким образом, можно создать общую систему с несколькими выходами и с очень высокой общей мощностью. Кривая на рис. 6.21 показывает хорошую частотную характеристику для низкочастотного диапазона, воспроизводимого небольшой по размеру акустической системой модели RH532 фирмы «Филипс».

Фирма «Филипс» разработала также четырехканальный источник программы со встроенным предусилителем для подачи сигнала на акустические системы с механической обратной связью, который состоит из УКВ-стерео, АМ-тюнера и электропроигрывателя с электронным управлением.

Большинство головных телефонов, используемых для высококачественного воспроизведения, относятся к типу динамических или электростатических моделей. Принципы, изложенные в разделе о громкоговорителях, применимы также к головным телефонам. Однако в головных телефонах акустическая нагрузка создается путем прижатия наушника к уху слушателя, поэтому самые малогабаритные устройства способны обеспечивать очень хорошее воспроизведение низких частот.

Проблемой у головных телефонов является резонанс на высоких частотах, возникающий под влиянием объема камеры на-

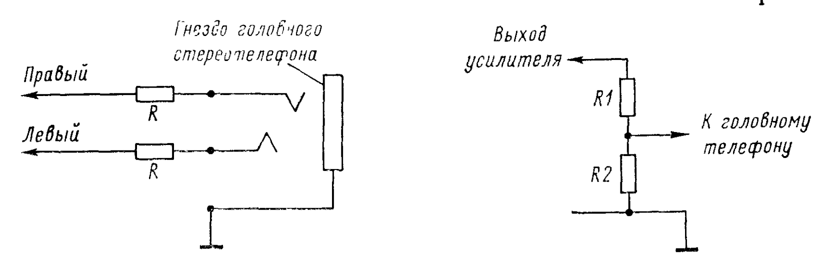


Рис. 6.22. Простой аттенюатор, используемый во многих усилителях, имеющих гнездо для подключения стереофонического головного телефона

$R=100\div220$ Ом (при мощности сигнала 0,5—1 Вт). На диаграмме показано, что обычно конец разъема соединяется с левым наушником, а кольцо — с правым; оплетка кабеля выполняет функцию заземления для всего головного телефона

Рис. 6.23. Аттенюатор, с помощью которого наушник нагружается относительно небольшим сопротивлением R_2

Значение R_2 должно быть наименьшим, согласующимся с требуемым выходом, а значение R_1+R_2 должно быть не менее требуемой нагрузки усилителя. Номинальное значение мощности сигнала для резисторов должно соответствовать музыкальной мощности усилителя

ушника или вследствие повреждения диффузора громкоговорителя. Электростатические головные телефоны менее подвержены этим явлениям и отличаются прозрачностью звучания, на которое не влияют акустические свойства корпусов и помещения.

Фирмой «Вофдэйл» (Wharfedale) разработаны изодинамические головные телефоны, которые, работая по принципу динамических телефонов, имеют ряд свойств электростатических моделей. В этих телефонах применена тонкая диафрагма, которая имеет катушки в виде печатных схем, работающие в поперечном магнитном поле. В результате этого возбуждающий сигнал равномерно распределяется, как в электростатических моделях, по всей поверхности диафрагмы, которая смягчает разрывы сигналов на определенных частотах, что характерно для головных телефонов менее совершенного типа — динамических.

Головные телефоны фирмы «Вофдэйл» менее чувствительны, чем обычные телефоны электромагнитного типа; их можно соединять непосредственно с выходными клеммами усилителя,

предназначенными для подключения акустических систем. Многие типы динамических головных телефонов подключаются к выходу усилителя через аттенюатор. Типичной чувствительностью головных телефонов является уровень звукового давления 100 дБ для входного сигнала мощностью 1 мВт на частоте 1 кГц, хотя некоторые модели требуют большего входного сигнала при том же уровне звукового давления.

Полное сопротивление от 4—8 до 1000 Ом. Большинство усилителей имеет гнезда для подключения головных телефонов с различными сопротивлениями и небольшими различиями в характеристиках.

Схема простейшего аттенюатора приведена на рис. 6.22. Она состоит из резисторов, подключенных последовательно к каждому наушнику в соответствующем выходном канале усилителя. Сопротивление резистора 100—200 Ом в зависимости от потребности.

Лучшее затухание обеспечивается схемой на рис. 6.23 (только для одного канала), где резисторы выбраны так, что наушник нагружен небольшим сопротивлением для улучшения демпфирования, хотя степень демпфирования в головных телефонах — вопрос спорный. Тем не менее, некоторые изготовители считают, что степень демпфирования является важной, если наушники входят в область действия обратной связи усилителя, потому, что малое сопротивление источника становится полностью действенным, что, конечно, не так, если применен основной метод затухания.

Электростатические головные телефоны получают энергию в большинстве случаев от блока регулировки (иногда с сетевым питанием), расположенного между головным телефоном и усилителем. В этом блоке находятся ступенчатый трансформатор напряжения сигнала и схема создания поляризующего напряжения.

Если ламповые усилители требуют искусственной нагрузки на выходе при использовании головных телефонов вместо акустических систем, то транзисторные усилители в этом отношении более устойчивы (они более чувствительны к малому сопротивлению нагрузки, т. е. к короткому замыканию). Тем не менее, есть определенный смысл в сохранении разумно малой нагрузки, даже если она выше нагрузки, обеспечиваемой громкоговорителем. Некоторые транзисторные усилители получают повреждение, если они работают при полном напряжении без выходной нагрузки.

ГЛАВА 7

Механическая грамзапись

Несмотря на значительные достижения в области магнитной звукозаписи, включая создание высококачественных магнитных лент, систем подавления шума, кассетных и картридж-систем, грампластинки по-прежнему остаются основным хранителем звуковых программ и их совершенствование является основным звеном в развитии звуковоспроизводящих бытовых систем.

Хотя продолжают выпускаться монофонические грампластинки, основное место занимают стереофонические двухканальные грамзаписи, совместимые с монофоническими проигрывателями. В последнее время появились четырехканальные (квадрофонические) грамзаписи, они имеют различную степень совместимости с монофоническими и стереофоническими проигрывателями. Четыре канала записываются в одной канавке либо с помощью матрицирования, либо с помощью ультразвуковой несущей частоты и фазо-частотной модуляции. Четыре канала воспроизводятся либо с помощью дополнительной матрицы, либо через специальный декодер, размещенный в усилителе звуковоспроизводящего устройства.

Большинство грамзаписей выполняется с высококачественной магнитной записи, которая переносится на лаковый диск, затем превращаемый в штамп, который прессует грампластинки для массовой продажи.

Лаковый диск содержит в себе все особенности будущей грампластинки; резец, используемый для нарезания канавок и создания модуляций в монофонической, стереофонической и квадрофонической грампластинках, представляет собой прототип иглы звукоснимателя. Он приводится в действие головкой, которая является прототипом головки звукоснимателя.

Устройство по типу токарного станка заставляет головку резца радиально перемещаться по поверхности лакового диска со скоростью, необходимой для нарезки канавки с определенным углом наклона стенок; причем встроенное устройство изменяет размер канавки, обеспечивая запись уровней высокой модуляции амплитуды.

Одноканальная монофоническая информация записывается в канавке горизонтальными колебаниями резца так, чтобы «изгибы», соответствующие звуковому сигналу, были нарезаны внутри канавки. При воспроизведении они вызывают подобные колебания иглы звукоснимателя, которая, в свою очередь, создает ЭДС сигнала с характеристиками, подобными характеристикам первоначального сигнала.

АМПЛИТУДА И СКОРОСТЬ

Два фактора связаны с колеблющимся резцом или иглой звукоснимателя — это амплитуда и скорость. При постоянной скорости амплитуда мала на высоких частотах и велика на низ-

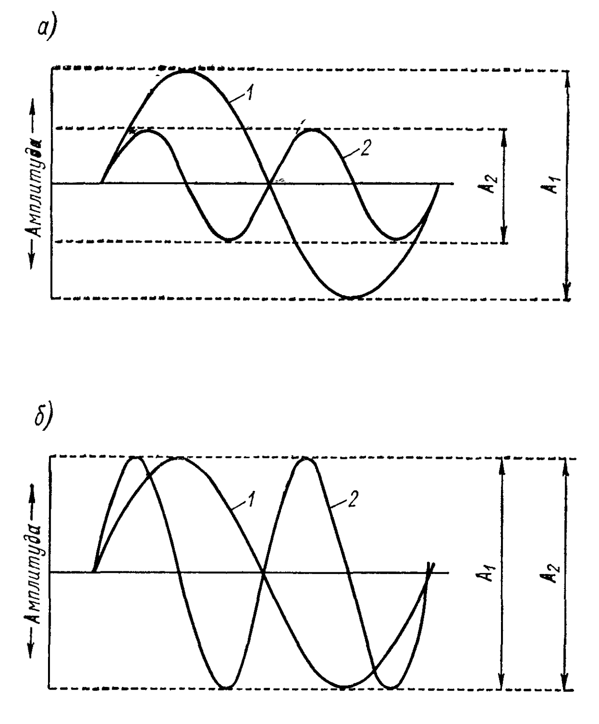


Рис. 7.1. Постоянная скорость (*а*) и постоянная амплитуда (*б*) (см. текст)

ких, а при постоянной амплитуде скорость велика на высоких частотах и мала на низких. Математически это выражается формулами:

$$V = 2\pi f A \qquad (7.1) \qquad \text{и} \qquad A = \frac{V}{2\pi f}, \qquad (7.2)$$

где V — максимальная скорость, см/с или м/с; A — максимальная амплитуда, см или м; f — частота, Гц.

На рис. 7.1 приведена графическая иллюстрация, где на рис. 7.1, *а* волна *2* имеет в два раза бо́льшую частоту и половинную амплитуду по сравнению с волной *1* при постоянной скорости, а на рис. 7.1, *б* волна *2* имеет в два раза бо́льшие частоту и скорость по сравнению с волной *1* при постоянной амплитуде ($A_1 = A_2$).

Чтобы избежать разрушения канавки на низких частотах и при высоких уровнях модуляции, сигналы с частотой ниже 1 кГц записываются с понижением уровня, в то время как для улучшения отношения сигнал-шум при воспроизведении сигналы с частотой выше 1 кГц записываются с повышением уровня. Конечный результат приводит к записи примерно с постоянной амплитудой, что создает необходимость в дополнительной коррекции при проигрывании, как показано в гл. 3 (см. рис. 3.3).

Таблица 7.1

Частота, Гц	Относительный уровень записи, дБ	Частота, кГц	Относительный уровень записи, дБ
20	—18,6	2	+2,6
30	—17,8	3	+4,7
50	—17,0	4	+6,6
60	—16,1	5	+8,2
70	—15,3	6	+9,6
80	—14,5	7	+10,7
100	—13,1	8	+11,9
150	—10,2	10	+13,7
200	—8,3	12	+15,3
400	—3,8	14	+16,6
500	—2,6	16	+17,7
700	—1,2	18	+18,7
1000	0	20	+19,6
1500	+1,4		

Повсеместно принята в качестве стандартной характеристика грамзаписи, созданная Ассоциацией промышленности грамзаписи США (Record Industry Association of America), которую сокращенно называют характеристикой по стандарту RIAA; она включена также в британский стандарт 1928:1955 и иногда приводится со ссылкой на этот стандарт. Характеристики записи, приведенные в табл. 7.1, учитываются при коррекции характеристик воспроизведения (см. рис. 3.3).

Дополнительная кривая для воспроизведения определяется постоянными времени 3180, 318 и 75 мкс.

Резец нарезает V-образную канавку, которая имеет номинальную ширину верхней части 0,0025 дюйма (62 мкм). Ширина канавки может отличаться от своей номинальной величины при изменении амплитуды низкочастотного записываемого сигнала. Расстояние между соседними канавками, называемое «полем нарезания», имеет номинальный размер 0,0015 дюйма (37,5 мкм). Угол между стенками канавки равен 90°, глубина канавки 0,00125 дюйма (31 мкм) и радиус нижней части (дна канавки) 0,00015 дюйма (3,75 мкм). Эти параметры относятся ко всем пластинкам с частотой вращения 45 и $33^1/_3$ об/мин, хотя с изобретением четырехканальной записи возможны небольшие изменения параметров.

Естественно, что канавки на пластинке нарезаются так, что резец движется радиально по пластинке. При воспроизведении это условие не всегда соблюдается, так как многие тонармы представляют собой модели, укрепленные на одной опоре. Отсутствие корреляции вызывает искажения, но тонармы разрабатываются и крепятся так, чтобы уменьшить их до минимума (см. гл. 8).

Современные пластинки нарезаются с использованием вертикального угла нарезки* 15°, и новейшие звукосниматели сконструированы так, чтобы сохранить такой же угол при проигрывании, что снижает искажения, вызываемые отсутствием корреляции в условиях записи и воспроизведения (см. гл. 8).

При воспроизведении возникают различные виды искажений, одно из которых вызвано неправильным следованием иглы по канавке. Делаются попытки вносить дополнительные определенного вида искажения при записи, чтобы с их помощью улучшить качество воспроизведения.

УРОВЕНЬ ЗАПИСИ

Уровень записи может быть указан в значениях амплитуды и скорости. На пластинках последних лет записана амплитуда до 0,005 см, причем предел ее ограничивается временем воспроизведения (с учетом переменного расстояния между канавками) и способностью резца записывать большие амплитуды на низких частотах, особенно как разностный сигнал. Максимальная скорость ограничивается геометрическим и механическим факторами узла резец — игла. Однако новые разработки фирмы «Шуар» показали, что максимальные скорости до 50 см/с и выше присутствуют в высокочастотном диапазоне современных грампластинок с широким динамическим диапазоном (см. гл. 3

* Новые стандарты МЭК и DIN указывают угол нарезки 20°.

и рис. 3.17). Стандартный относительный уровень записи обычно равен 3,54 см/с.

Функцией частоты и скорости (или амплитуды) является ускорение, и современные грампластинки имеют ускорение, превосходящее величину, создаваемую силой тяжести, в 1000 раз!

Модуль ускорения стабильного сигнала определяется уравнением

$$\alpha = 2\pi f V \quad \text{или} \quad (2\pi f)^2 A, \tag{7.3}$$

где α — модуль ускорения; f — частота, Гц; V — скорость, см/с; A — амплитуда, см.

Модуль ускорения составляет 628×10^3, что в 640 раз больше ускорения силы тяжести. Такие большие ускорения очень важны в звукоснимателях, где эффективная масса конца иглы должна получать подобное же ускорение. Поэтому требуется очень малая эффективная масса конца иглы для получения практически необходимой силы.

СТЕРЕОЗАПИСЬ

На стереофонической грампластинке левый канал записывается на внутренней стенке канавки, а правый — отдельно на внешней стенке. На рис. 7.2 показаны основные элементы электромагнитной головки для стереозаписи с катушкой *A*, соответствующей левому каналу, и катушкой *B* для правого канала. Перемещая эти катушки вверх и вниз по осям, можно сблизить оси *C* и *D*, соединенные с держателем резца *E*. Так как оси *C* и *D* расположены под углом 90° друг к другу и 45° к поверхности пластинки, то колебания оси *C* заставят резец записывать только на одной стенке канавки, а колебания оси *D* — только на другой стенке канавки. Таким образом, сигналы левого и правого каналов передаются на катушки *A* и *B*. На рис. 7.2 дан резец в состоянии покоя относительно штриховой и штрихпунктирной линий.

На рис. 7.3 показано, как резец перемещается или колеблется при различных сигналах: *а* — возбуждается только катушка *A* (левый канал); *б* — возбуждается только катушка *B* (правый канал); *в* — обе катушки возбуждены сигналами, находящимися в противофазе; *г* — обе катушки возбуждены сигналами в фазе. Эти колебания позволяют нарезать в канавке модуляции, соответствующие условиям *а*, *б*, *в* и *г* на рис. 7.4.

Известно, что относительные движения узла резца зависят от фазы сигналов в катушках. Катушка обычно фазируется так, что когда сигналы левого и правого каналов находятся в фазе, резец колеблется горизонтально, создавая «монофоническую» нарезку. Такое условие возникает, например, в случае, когда сигналы, записываемые резцом, получены от стереомикрофона,

расположенного в центре «звуковой сцены», при условии, конечно, что фазирование сигналов на всем протяжении цепи от микрофона до головки резца сохраняется правильным.

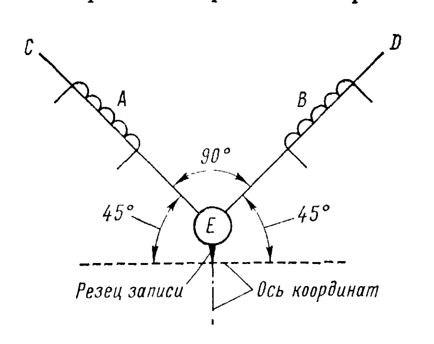


Рис. 7.2. Элементарное представление о головке резца для стереофонических грампластинок

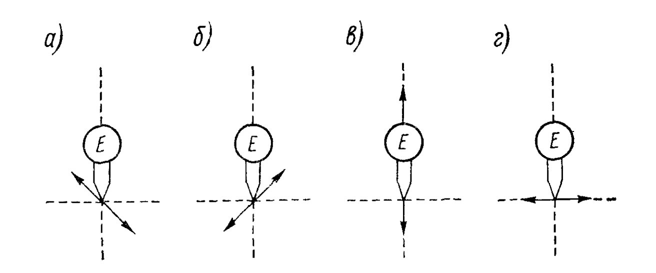


Рис. 7.3. Векторы колебаний резца при различных сигналах: *а* — только левый канал; *б* — только правый канал; *в* — левый и правый каналы в противофазе; *г* — левый и правый каналы в фазе

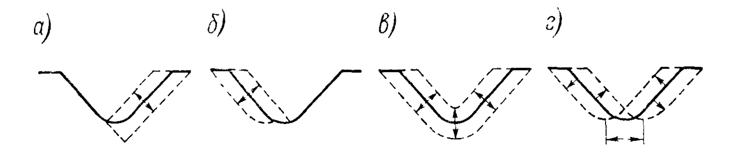


Рис. 7.4. Нарезание канавок в результате различных фаз колебаний резца, приведенных на рис. 7.3: *а* — только левый канал; *б* — только правый канал; *в* — левый и правый каналы в противофазе; *г* — левый и правый каналы в фазе (монофонический вариант)

Именно от фазирования частично зависит совместимость монофонической и стереофонической записи, поскольку из предыдущих описаний ясно, что монофонический звукосниматель получает выходной сигнал от горизонтальных компонентов нарезки без значительных потерь информации. Монофонический

звукосниматель суммирует сигналы левого и правого каналов, и общий результат этой суммы представляет собой правильно сбалансированный моносигнал.

Чтобы монофонический звукосниматель правильно воспроизводил запись со стереопластинки, он должен иметь определенную вертикальную податливость для воспроизведения вертикальных компонентов нарезки, даже если они не создают выходного сигнала.

Стереофонический звукосниматель с двумя каналами, соединенными в фазе, обеспечивает те же результаты; но если два канала соединены в противофазе, то произойдет затухание всей информации, находящейся в фазе.

ДИСКРЕТНАЯ ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНАЯ ЗАПИСЬ

Обычное стереовоспроизведение осуществляется при использовании двух дополнительных информационных каналов между источником звука и комнатой прослушивания (см. гл. 12); в домашних условиях наблюдается переход от двухканальной к четырехканальной стереофонии, которую сейчас называют квадрафонией (термин создан в результате соединения двух корней греческого и латинского происхождения). Кроме того, используются термины «квадразвучание» и «тетрафония».

Самый правильный путь передачи четырех частей информации — это передача по четырем изолированным каналам (так же как по двум изолированным каналам в двухканальной стереофонии).

В качестве источника используются четыре отдельные микрофонные системы, принимающие информацию, и проблема состоит в том, чтобы донести эти четыре микрофонных канала до четырех громкоговорителей в комнате прослушивания с определенным разделением между каналами.

При использовании магнитной ленты в качестве носителя информации это сделать нетрудно, так как каждый канал имеет свою звуковую дорожку, в то время как на грампластинке имеется только одна канавка с двумя стенками, в которой уже записана двухканальная стереоинформация. Тем не менее, найден способ записи дополнительной информации (для двух тыловых каналов) в той же самой канавке. Один способ основан на «многоканальной» технике, использующей ультразвуковую несущую частоту и частотную модуляцию, а другой, имеющий различные формы,— на матрицировании.

Многоканальный метод считается «дискретным», так как позволяет передавать информацию по четырем изолированным каналам (т. е. при минимальных перекрестных искажениях между каждыми из четырех каналов). Эта система была разработана фирмой JVC совместно с фирмой RCA и получила

название CD-4 (СД-4) по своим характеристикам совместимости с двухканальной стереофонией, «дискретности» и передачи четырех каналов. Грампластинки СД-4 (называемые иногда квадрадисками) выпускаются фирмами RCA, «Вонер Брос» (Warner Bros), «Электра» и «Атлантик».

ГРАМПЛАСТИНКИ СД-4

На каждой стенке канавки пластинки СД-4 записано по два сигнала. На одной стенке содержится информация в виде суммы правого переднего и правого заднего каналов, записанная в полосе звуковых частот (30 Гц — 15 кГц), как на обычной пла-

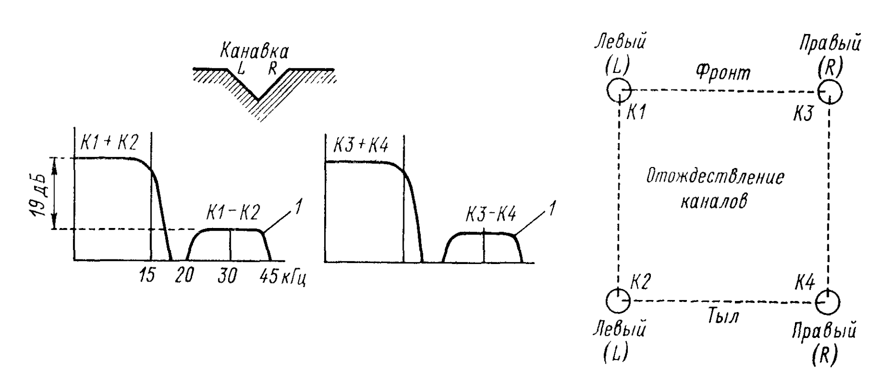


Рис. 7.5. Расположение частот на двух стенках канавки пластинки СД-4 и идентификация каналов

1 — разностный сигнал; *К* — канал; *L* — левый; *R* — правый

стинке, вместе с сигналом разности этих двух каналов, записанным в виде частотной или фазовой модуляции на ультразвуковой несущей. На другой стенке содержится сигнал суммы левого переднего и левого заднего каналов, также записанный в полосе звуковых частот вместе с разностным сигналом этих двух каналов, записанным в виде частотной или фазовой модуляции на ультразвуковой несущей.

Большая глубина модуляции и требуемые частотные характеристики разностных сигналов получены с помощью несущих, имеющих диапазон от 20 до 45 кГц.

На рис. 7.5 показано расположение частот на обеих стенках канавки. Несущие концентрируются вокруг частоты 30 кГц (т. е. модуляция от —10 до +15 кГц), и разностные сигналы модулированы по частоте в пределах до 800 Гц, после чего частотная модуляция меняется на фазовую, а после 6 кГц снова меняется на частотную. Для стабильности следования звукосни-

мателя и других целей каналы разностных сигналов записаны на уровне, который на 19 дБ ниже уровня каналов суммарных сигналов.

На рис. 7.6а приведена структурная схема системы записи СД-4. Входная матрица преобразует четыре входных сигнала от магнитофона в суммарные и разностные сигналы, которые после

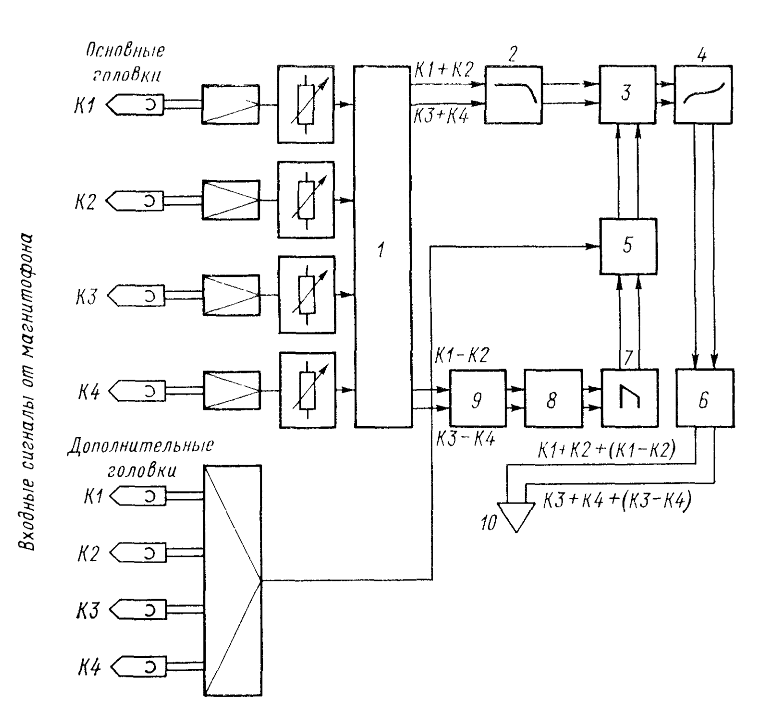


Рис. 7.6а. Структурная схема устройства записи пластинок СД-4 (см. текст)

1 — матрица; *2* — схема задержки; *3* — смеситель; *4* — эквилайзер; *5* — автоматический регулятор уровня несущей; *6* — усилитель записи; *7* — эквилайзер; *8* — модулятор; *9* — компрессор; *10* — резец

коррекции по стандарту RIAA обеспечивают необходимое движение резца с помощью усилителя записи. Однако уровень разностных сигналов первоначально снижается с целью уменьшения шумов (см. гл. 12). Преобразованные сигналы затем проходят через модулятор и после компенсации уровня с помощью корректирующего устройства (эквилайзера) в этом канале воздействуют на блок автоматического контроля уровня несущей, который увеличивает уровень несущей вместе с уровнем основного сигнала для повышения отношения сигнал-шум разностных сигналов. Блок автоматического контроля уровня несущей является средством повышения качества входных сигналов. Разностные сигналы в конце концов смешиваются с суммарными

сигналами и проходят вместе через эквилайзер RIAA, а затем подаются на головку резца через усилитель записи.

Благодаря использованию высоких частот записи (т. е. до 45 кГц) пластинки СД-4 должны записываться при половинной скорости и при половинной частоте. Эти величины вполне совместимы с современными резцами.

Чтобы сохранить высокие частоты при воспроизведении, требуется звукосниматель с широкой полосой воспроизводимых частот и специальной иглой, но об этом см. подробнее в гл. 8.

Так как две стенки канавки содержат информацию правого и левого каналов, как и у стереопластинки, то пластинка СД-4 совместима с двухканальной, но несовместима с четырехканальными пластинками матричного типа.

СТАНДАРТ RIAA

Стандарт RIAA для четырехканальных дискретных пластинок приведен в Бюллетене № Е7 (стандарт RIAA для матричных квадрафонических пластинок дается ниже в настоящей главе). Четыре записанных сигнала определяются как

L_s — левый суммарный,
L_d — левый разностный,
R_s — правый суммарный,
R_d — правый разностный.

Четыре входных сигнала определяются следующим образом:

L_F — левый передний,
L_B — левый задний,
R_F — правый передний,
R_B — правый задний.

Четыре входных сигнала объединяются так:

$$L_s = L_F + L_B;$$
$$L_d = L_F - L_B;$$
$$R_s = R_F + R_B;$$
$$R_d = R_F - R_B.$$

Сигнал L_s записывается на внутренней стенке, а сигнал R_s — на внешней стенке канавки стандартной стереопластинки. Сигналы L_d и R_d модулируют по частоте две несущие частоты 30 кГц, и полученные частоты боковой полосы входят в диапазон 20—45 кГц. Модулированные несущие накладываются соответственно на сигналы L_s и R_s, которые входят в характеристику RIAA (см. табл. 7.1). На частотах выше 20 кГц используется постоянная скорость записи.

Относительный уровень сигналов L_s и R_s эквивалентен амплитуде сигнала с частотой 1 кГц, который создает максимальную скорость 3,9 см/с в плоскости модуляции. Каждая не-

модулированная несущая частота 30 кГц записывается со скоростью 3,53 см/с в плоскости модуляции. Когда сигналы L_d или R_d равны относительному уровню на частоте 1 кГц, максимальное отклонение несущей частоты 30 кГц составляет 2,2 кГц.

Несущие частоты 30 кГц модулируются по частоте сигналами L_d или R_d, которые корректируются с помощью цепи предыскажений, имеющей характеристику, отличающуюся наличием постоянного напряжения на частотах ниже 800 Гц и выше 6 кГц и наклоном 6 дБ на октаву, увеличивающимся на частотах 800 Гц — 6 кГц, как показано на рис. 7.6б.

Если сигналы L_s или R_s положительные, то стенки соответствующих канавок модулированы от центра пластинки, а если

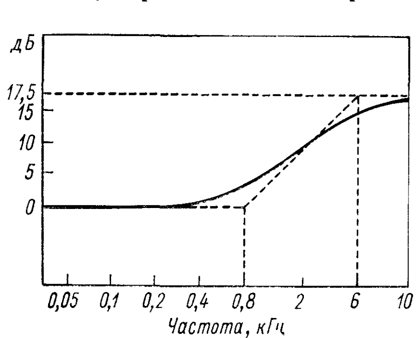


Рис. 7.6б. Характеристики модуляции четырехканальной дискретной пластинки — предыскажения: $\lambda = 20 \lg \sqrt{\left[\frac{1 + (2ft_1)^2}{1 + (2ft_2)^2}\right]}$, дБ, где $t_1 = 199$ мкс; $t_2 = 26{,}5$ мкс

положительны сигналы L_d или R_d, то соответствующая несущая отклоняется выше по частоте.

Сигналы L_s и R_s имеют задержку на 40 мкс относительно соответствующих сигналов L_d и R_d.

Сигналы L_d и R_d сжимаются в двух полосах частот 200 Гц — 2 кГц и выше 2 кГц до подачи их на цепи предыскажений. На частоте 630 Гц время нарастания коррекции составляет 5 мс при мгновенном увеличении уровня от —30 до —10 дБ, а время восстановления — 100 мс при соответствующем уменьшении уровня. На частотах выше 2 кГц время нарастания 0,5 мс при мгновенном изменении уровня от —40 до —10 дБ, а время восстановления 10 мс. Разностные сигналы L_d и R_d соответственно расширяются во время воспроизведения. Эти данные соответствуют автоматической системе уменьшения шума (Automatic Noise Reduction System — ANRS, см. гл. 10) фирмы JVC. Характеристики фильтров для четырехканальных пластинок показаны на рис. 7.6в, а характеристики компрессоров — на рис. 7.6г.

Система СД-4 подверглась различным усовершенствованиям с момента своего появления, одним из них является применение нового компенсатора формы сигнала (получившего название Neutrex), который изменяет записанную форму сигнала так, что искажения, вызываемые следованием иглы по канавке грампластинки, значительно уменьшаются во время воспроизведения.

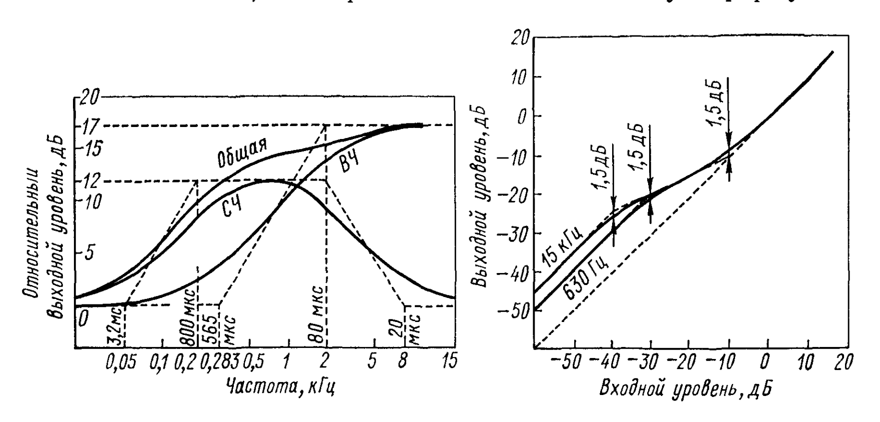


Рис. 7.6в. Характеристики фильтра системы ANRS

Рис. 7.6г. Входные-выходные характеристики системы ANRS

МАТРИЧНАЯ ГРАМЗАПИСЬ

При матричной грамзаписи сигналы, соответствующие четырем входным каналам, «комбинируются», или кодируются, электрическим путем в два канала, а затем записываются на две стенки канавки таким же способом, как и на стереопластинке (рис. 7.7). Такой способ кодирования дает возможность получить при воспроизведении четыре информационных канала после пропускания сложной двухканальной информации через дополнительную декодирующую матрицу, которая имеет четыре выхода.

Изоляция между четырьмя каналами у матричной системы обеспечивается значительно хуже, чем у дискретной системы, и возникают различные перекрестные искажения между каналами, зависящие от характеристик и сложности используемой матричной системы.

Локализация образа достигается соотношением фаз (см. гл. 12) и интенсивностью звукового сигнала от четырех акустических систем. В субъективном смысле желаемый эффект квадрафонии меньше зависит от той величины разделения каналов,

какая требуется для хорошего стереоэффекта. Перекрестные искажения между двумя стереоканалами значительно сужают пространственное звучание, приближают часто стереозвучание к монофоническому, когда разделение каналов доходит до нуля. Что касается квадрафонии, то здесь ситуация несколько иная, поскольку с уменьшением разделения между каналами происходит сужение площади пространственного звучания и локализация музыкального образа сохраняется в пределах суженной площади (см. гл. 12).

Несколько психоакустических принципов управляют субъективным восприятием квадрафонии, включая такие, как сдвиг

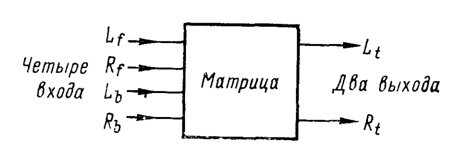


Рис. 7.7. Четырехканальная матрица, принимающая четыре входных сигнала: левый передний L_f, правый передний R_f, левый задний L_b, правый задний R_b и преобразующая их в два выходных сигнала: левый общий L_t и правый общий R_t для записи в виде стереосигналов в одной канавке

Матрица на воспроизводящем конце (декодер) является дополнением к матрице на записывающем конце цепи (кодирующее устройство)

образа в квадрате пространства, доминирование фронтального источника звука, сужение тылового образа и т. д. Новейшие матричные системы конструируются с учетом этих принципов.

В простых случаях матрица представляет собой цепь симметрично расположенных резисторов, как показано на рис. 7.8, где четыре входа, соответствующие левому переднему (L_f), правому переднему (R_f), левому заднему (L_b) и правому заднему (R_b), объединяются в два выхода, соответствующие левому общему (L_t) и правому общему (R_t).

Относительные выходы зависят не только от уровней входных сигналов, но также от их фазы, построения матрицы и фазового сдвига за счет элементов, использованных в ней. Если считать, что в простом случае коэффициенты кодирования и декодирования равны (выполнение этого требования обеспечивает минимальные перекрестные искажения между желаемым и нежелательным выходами) и что мощности на выходе каждого канала в двухканальном режиме равны и зависят от уровня каждого сигнала на входе подобно тому, как резисторы, обозначенные a' на рис. 7.8, по номиналу равны резисторам, обозначенным a, а b' равны b, уравнение для матрицирования может быть записано так:

$$\left.\begin{aligned} L_t &= aL_f + bR_f + aL_b + bR_b; \\ R_t &= bL_f + aR_f + bL_b + aR_b. \end{aligned}\right\} \tag{7.4}$$

Уравнения для дополнительного декодирования имеют следующий вид:

$$\left.\begin{aligned} L_{f'} &= aL_t + bR_t; \\ R_{f'} &= bL_t + aR_t; \\ L_{b'} &= aL_t + bR_t; \\ R_{b'} &= bL_t + aR_t, \end{aligned}\right\} \qquad (7.5)$$

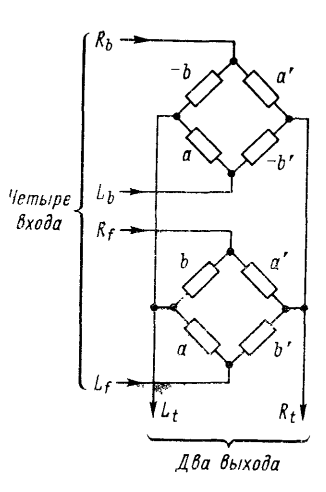


Рис. 7.8. Основная кодирующая матрица (см. текст)

где $L_{f'}$, $R_{f'}$, $L_{b'}$ и $R_{b'}$ — преобразованные сигналы, предназначенные для левого переднего, правого переднего, левого заднего и правого заднего громкоговорителей.

Заменяя коэффициентами в правой части уравнения (7.4) коэффициенты L_t и R_t в правой части уравнения (7.5) и принимая сбалансированные нежелательные сигналы в качестве центрального переднего образа и $a^2+b^2=1$ (при одинаковой мощности в обоих каналах), можем обнаружить, что относительные номиналы для резисторов (элементов) при $a'=a$ и $b'=b$ составляют 0,924 и 0,382 соответственно (т. е. $0{,}924^2+0{,}382^2=1$). Это значит, что a в 2,4 раза больше b (при изменении фазы на 180° в плечах b и b').

Окончательная форма уравнений декодирования такова:

$$\left.\begin{aligned} L_{f'} &= L_f + 0{,}707R_f + 0{,}707L_b; \\ R_{f'} &= R_f + 0{,}707L_f + 0{,}707R_b; \\ L_{b'} &= L_b - 0{,}707R_b + 0{,}707L_f; \\ R_{b'} &= R_b - 0{,}707L_b + 0{,}707R_f. \end{aligned}\right\} \qquad (7.6)$$

Эти уравнения ясно показывают, что перекрестные искажения в четырехканальном режиме оцениваются между желаемым каналом и двумя соседними каналами, составляя 1/0,707, т. е. 1,414 или 3 дБ. Однако разделение между желаемым каналом и противоположным ему по диагонали теоретически считается максимальным (благодаря затуханию фазы), поскольку в каждом уравнении имеются только три составляющие, например для $R_{b'}$ нет составляющей L_f.

Основными системами, которые были приняты к применению к моменту написания настоящей книги, являлись системы SQ фирмы CBS и QS фирмы «Сансуй», а также разновидности этих систем. Имеются другие системы, в том числе системы фирмы «Электро-Войс», и, вероятно, с течением времени появятся новые варианты систем.

Ассоциация американской промышленности средств звукозаписи (RIAA) выпустила стандарты (одобренные и изданные 12 сентября 1973 г., Бюллетень № E7) на квадрафонические грампластинки, включающие в себя два типа матричных и дискретные четырехканальные пластинки.

Матрицирование типа 1 представляет собой процесс записи двух раздельных, кодированных на основе матрицы типа 1 сигналов в одной канавке способом, обеспечивающим совместимость со стандартными стереофоническими или монофоническими проигрывателями. Сигналы обозначаются следующим образом:

Два записанных сигнала:

L_T — левый общий
R_T — правый общий

Четыре входных сигнала:

L_F — левый передний
L_B — левый задний
R_F — правый передний
R_B — правый задний

МЕТОД SQ ФИРМЫ CBS

Предварительная обработка сигнала (т. е. кодирование) проводится соответственно методу SQ, который создан фирмами CBS (США), «Капитал» (США) и EMI (Англия) для записи выпускаемых ими грампластинок. Уравнения кодирования имеют вид

$$\left.\begin{aligned} L_T &= L_F - j\,0{,}707 L_B + 0{,}707 R_B; \\ R_T &= R_F + j\,0{,}707 R_B - 0{,}707 L_B, \end{aligned}\right\} \qquad (7.7)$$

где j обозначает номинальный фазовый угол 90°, опережающий положительный и запаздывающий отрицательный. Во всех случаях j обозначает разделение фронт — тыл на 90°±10° в диапазоне не менее 100 Гц — 10 кГц двумя цепями фильтров второго

порядка. Четыре таких каскада используются в простых декодерах.

Внутренняя сторона канавки стандартной стереопластинки модулируется сигналом L_T, а внешняя — сигналом R_T, причем запись соответствует требованиям стандарта RIAA (см. табл. 7.1).

Фазирование сигнала таково, что когда сигналы L_T и R_T находятся в фазе, то соответствующая канавка модулируется горизонтально. Тогда уравнения декодирования принимают следующий вид:

$$\left.\begin{aligned} L_{F'} &= L_T; \\ R_{F'} &= R_T; \\ L_{B'} &= -0{,}707\left(-jL_T + R_T\right); \\ R_{B'} &= 0{,}707\left(L_T - jR_T\right). \end{aligned}\right\} \tag{7.8}$$

Используются разновидности этого метода, в том числе «смешивание», когда вводятся преднамеренные перекрестные искажения между левым и правым каналами (например, смешиваются 10% фронтального сигнала и 40% тылового), и так называемые логические схемы.

Как показывают первые два уравнения в (7.8), фронтальное разделение в основном случае является бесконечным и цель отдельных положительных приспособлений — расширить разделение фронт — тыл. Например, автоматическая логическая схема регулирует уровни до соответствия естественным сигналам, так что эффективное мгновенное разделение фронт — тыл по центральной оси увеличивается. Так как логические схемы стремятся реагировать на переходные искажения, то вводится усиление для тех сигналов, которые ухо и мозг человека различают как источники звука, и при определении на слух локализации первоначального образа нам кажется, что звуковое поле возобновляет нормальную непрерывность.

Схемы «смешивания», которые могут быть автоматическими или «пассивными», способствуют такому соотношению воспроизводимого звукового образа с оригинальным, что звуковой образ, полученный от центрального фронтального источника звука, будет воспроизводиться в том же самом угловом положении с минимальным взаимодействием с тыловым источником звука (см. также гл. 12).

Матричная звукозапись типа 2 по стандарту RIAA (техника QS, о которой сказано ниже) соответствует стереофоническому стандарту (как и типа 1) для сигналов L_T и R_T. Если два сигнала совпадают по фазе и имеют одинаковый уровень, то запись получается такой, что ее воспроизведение обеспечивается движением конца иглы звукоснимателя в направлениях, парал-

лельных поверхности пластинки и горизонтальных по отношению к звуковой канавке.

Природа кодирования такова, что сигнал, создаваемый источником звука, расположенным во фронтальной части воспроизводимого первоначального поля, распространяется в фазе с сигналами L_T и R_T, а сигнал, создаваемый в тыловой части звукового поля, распространяется с сигналом L_T с опережением фазы на 90° и с сигналом R_T с запаздыванием фазы на 90°.

Когда источник сигнала располагается в левой части звукового поля, то сигнал составляет бóльшую часть сигнала L_T, чем сигнала R_T, и наоборот, когда источник сигнала расположен в правой части, то сигнал составляет бóльшую часть сигнала R_T по сравнению с L_T.

Когда сигнал создается источником звука, находящимся в центре звукового поля, он в равных пропорциях распространяется с сигналами L_T и R_T, так что его составляющая в сигнале L_T имеет опережение по фазе на 90° по отношению к составляющей в сигнале R_T.

Бюллетень RIAA описывает идеальный тип 2 и модифицированный тип 2 (где окружность 360° не может быть полностью обеспечена звуком) математически.

МЕТОД QS ФИРМЫ «САНСУЙ»

Этот метод разработан японской фирмой, которая выпускает в Англии свои грампластинки под маркой Pye, и стандарт на матричную звукозапись типа 2 RIAA основан на этом методе.

Уравнения кодирования для метода QS следующие:

$$\left.\begin{aligned} L_T &= L_F + 0{,}414R_F + jL_B + j\,0{,}414R_B; \\ R_T &= 0{,}414L_F + R_F - j\,0{,}414L_B - jR_B \end{aligned}\right\} \qquad (7.9)$$

и соответствующие уравнения декодирования:

$$\left.\begin{aligned} L_{F'} &= L_T + 0{,}414R_T; \\ R_{F'} &= 0{,}414L_T + R_T; \\ L_{B'} &= j(L_T - 0{,}414R_T); \\ R_{B'} &= j\,(-0{,}414L_T + R_T), \end{aligned}\right\} \qquad (7.10)$$

где j обозначает номинальный фазовый сдвиг на 90°, опережающий при положительном знаке и запаздывающий — при отрицательном.

Эти уравнения показывают, что фронтальное разделение каналов составляет 0,414% или приблизительно 7,6 дБ. Но так как основная матрица симметрична, то нежелательные сигналы, возникающие по обеим сторонам сигнала, соответствующего ориги-

нальному источнику, помогают субъективно локализовать звуковой образ в соответствии с оригиналом.

Декодер QS может быть снабжен схемой расширения звукового поля. Одна такая схема изменяет фазу с большой скоростью выше и ниже номинального значения, чтобы создать условия для случайной фазы в тыловой части комнаты прослушивания, что обеспечивает расширенный эффект присутствия *. Другая схема используется для улучшения разделения каналов.

МЕТОД ФИРМЫ «ЭЛЕКТРО-ВОЙС»

Это метод американской фирмы, уравнения кодирования которого в общем виде могут быть записаны следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} L_T &= L_F + 0{,}3R_F + L_B - 0{,}5R_B; \\ R_T &= 0{,}3L_F + R_F - 0{,}5L_B + R_B. \end{aligned}\right\} \quad (7.11)$$

Соответствующий ряд уравнений декодирования таков:

$$\left.\begin{aligned} L_{F'} &= L_T + 0{,}2R_T; \\ R_{F'} &= 0{,}2L_F + R_T; \\ L_{B'} &= 0{,}76\left(L_T - 0{,}8R_T\right); \\ R_{B'} &= 0{,}76\left(0{,}8L_T + R_T\right). \end{aligned}\right\} \quad (7.12)$$

Для типа EVX-44

$$\left.\begin{aligned} L_{F'} &= L_T + 0{,}2R_T; \\ R_{F'} &= 0{,}2L_T + R_T; \\ L_{B'} &= 0{,}63\left(0{,}4L_T + jL_T\right); \\ R_{B'} &= 0{,}63\left(L_T + j\,0{,}4L_T\right) - 0{,}63\left(0{,}4R_T + jR_T\right), \end{aligned}\right\} \quad (7.13)$$

где для типа EVX-44 j обозначает номинальный фазовый сдвиг на 90°, опережающий при положительном знаке и запаздывающий — при отрицательном.

Очевидно, что декодер типа EVX-44 (первый ряд уравнений соответствует типу EVX-4) имеет бóльшую совместимость с пластинками QS, чем декодеры SQ, и с пластинками SQ, чем декодеры QS.

---

* Прерывистая схема кодирования Variomatrix, используемая исключительно для QS-воспроизведения.

ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Очевидно, что демодулятор СД-4 несовместим с матричными пластинками квадрафонического типа. Создается искаженный звуковой образ, когда основной декодер QS используется для воспроизведения пластинок SQ, а искажения тылового и одного бокового сигналов очевидны, когда декодер SQ используется для воспроизведения пластинок QS. Вариоматричный декодер QS более подходит для воспроизведения грамзаписей SQ.

СОВМЕСТИМОСТЬ КВАДРО-СТЕРЕО-МОНО

Все квадрафонические пластинки могут проигрываться с помощью стереопроигрывателей с различной степенью достоверности воспроизведения. Благодаря особенностям пластинки, записанной по методу СД-4, она создает хороший стереообраз, особенно при воспроизведении иглами Шибата, Праманик (фирмы «Банг и Олуфсен») или Ичикава, которые используются для проигрывания квадрафонических пластинок (см. гл. 8).

Пластинки SQ также обеспечивают хорошее стереовоспроизведение благодаря большому фронтальному разделению каналов, а пластинки QS менее приспособлены в этом отношении.

Пластинки СД-4 могут проигрываться монофоническим проигрывателем так же, как обычные стереопластинки, но некоторые матричные пластинки при проигрывании в монорежиме не воспроизводят центральной тыловой информации, которую можно обнаружить, переключив матричный режим на монофонический при проигрывании матричной пластинки или проигрывая матричную пластинку на стереопроигрывателе, переключаемом на монорежим. Это относится к пластинкам SQ и QS, причем уровень левого заднего и правого заднего сигналов пластинки QS на 7,7 дБ ниже уровня передних сигналов.

Приведенные ниже уравнения кодирования показывают аспекты совместимости. Коэффициенты уравнений можно выразить символами A, B, a и b, заменяя их при необходимости числовыми величинами:

$$L_T = AL_F + BR_F + aL_B - bR_B;$$
$$R_T = BL_F + AR_F - bL_B + aR_B.$$

Величина стереоразделения между фронтальными каналами определяется сравнением величин A и B, а между тыловыми каналами — сравнением величин a и b.

Уравнения декодирования, напротив, применяются для определения различий между уровнями фронт — тыл. Если их коэффициенты обозначить C, D, c и d, то получим

$$L_{F'} = CL_T + DL_T;$$

$$R_{F'} = DL_T + CR_T;$$

$$L_{B'} = cL_T + dR_T;$$

$$R_{B'} = dL_T + cR_T.$$

Сравнение величин $C+D$ и $c+d$ с учетом фазовых сдвигов, где необходимо, дает возможность определить соотношение выходных сигналов фронт — тыл по центральной оси.

Для тех, кто интересуется подробным анализом совместимости, рекомендуется статья Говарда М. Дербина «Эффекты воспроизведения матричных грамзаписей», напечатанная в журнале J. Audio Eng. Soc., ноябрь 1972, т. 20, № 9.

Другие рекомендуемые публикации:

Шортер Дж. Четырехканальная стереофония.— Wircless World, январь и февраль 1972.

Шайбер Р. Четыре канала и совместимость.— J. Audio Eng. Soc., апрель 1971, т. 19, № 4.

Купер Д. Х. и Шига Т. Дискретная матричная многоканальная стереофония.— J. Audio Eng. Soc., июнь 1972, т. 20, № 5.

Итч Р. Проекты стандартов универсального кодирования для совместимого четырехканального матрицирования.— J. Audio Eng. Soc., апрель 1972, т. 20, № 3.

Бауэр Б. Б., Граверо Д. В., Гаст А. Дж. Совместимая стерео-квадрафоническая система звукозаписи (SQ).— J. Audio Eng. Soc., 1971, т. 19, № 8.

Инуэ Т., Шибата Н. Ш. и Го К. Технические требования и анализ звукоснимателей для правильного воспроизведения четырехканальных грампластинок.— J. Audio Eng. Soc., апрель 1973, т. 21, № 3.

Инуэ Т., Такахаси Н. и Оваки И. Дискретная четырехканальная грампластинка и система ее воспроизведения (система СД-4).— J. Audio Eng. Soc., июль — август 1971, т. 19, № 7.

Дополнительная информация о квадрафонии с точки зрения воспроизведения грамзаписи приведена в гл. 8 и с точки зрения воспроизведения в целом — в гл. 12.

Воспроизведение грамзаписи

Современный звукосниматель состоит из тонарма и головки. Головка звукоснимателя — это электрический преобразователь, который превращает в электрический сигнал информацию, записанную на стенках канавки, а тонарм — это устройство, на котором укреплена головка; он помогает головке следовать по канавкам пластинки с наименьшими искажениями сигнала и обеспечивает минимальное давление иглы головки на стенки канавки в процессе преобразования сигнала.

Многие тонармы сконструированы так, что конец, на котором укреплена головка, может быть съемным. Съемная часть называется головкодержателем, и именно в ней укреплена головка. Некоторые тонармы имеют несъемный головкодержатель как средство уменьшения эффективной массы (например, новый тонарм фирмы SME), и совсем немногие модели имеют встроенную головку.

Электропроигрыватель состоит из вращающегося диска и звукоснимателя. Диск предназначен для вращения пластинок с минимальными изменениями скорости и минимальным уровнем механического или электромеханического шума.

ГОЛОВКИ ЗВУКОСНИМАТЕЛЯ

Головка создает электрический выходной сигнал за счет колебаний иглы, возникающих при прохождении модуляционных «изгибов», записанных на стенках канавки. Сигнал может быть получен с помощью различных хорошо известных электрических принципов, в том числе пьезоэлектрического, электромагнитного резистивного (т. е. принципа тензодатчика), фотоэлектрического и емкостного (электростатического). Все эти принципы находят применение, но наиболее широко используемой является головка, основанная на электромагнитном принципе, причем существует большое разнообразие типов таких головок.

Головки, использующие принцип электромагнетизма, обычно называются просто электромагнитными головками. Одним из вариантов головок этого типа является головка с подвижной катушкой, основные особенности которой показаны на рис. 8.1.

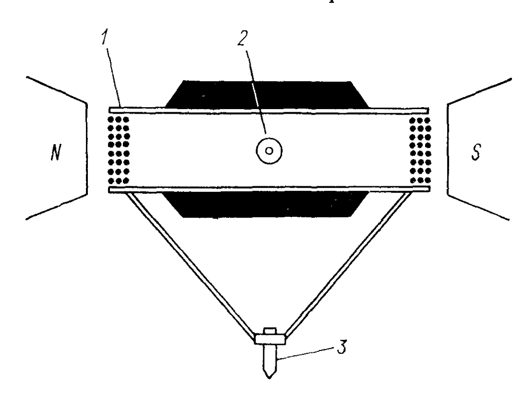


Рис. 8.1. Основная конструкция головки с подвижной катушкой
1 — катушка; *2* — демпфированная опора; *3* — игла

Эта головка напоминает громкоговоритель с подвижной катушкой, в котором свободно подвешенная катушка с намоткой проводом колеблется в магнитном поле, создавая ЭДС сигнала

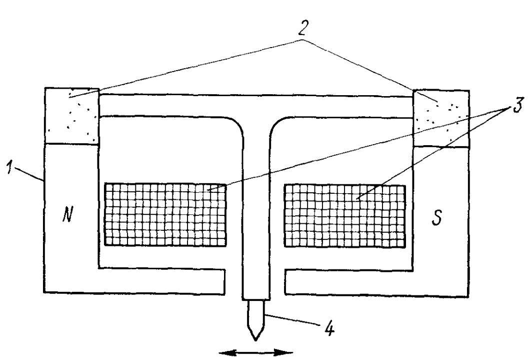


Рис. 8.2. Основная конструкция головки с подвижным якорем
1 — магнит; *2* — резиновые торсионные блоки; *3* — катушка; *4* — игла

в катушке, зависящую от вида колебаний и, следовательно, от вида модуляций канавок.

Вместо катушки с намоткой проводом может использоваться один проводник в виде ленты. Такая головка называется ленточной.

Элементарные представления о различных вариантах электромагнитных головок даны на рис. 8.2, 8.3 и 8.4. Во всех этих головках напряжение сигнала создается изменением магнит-

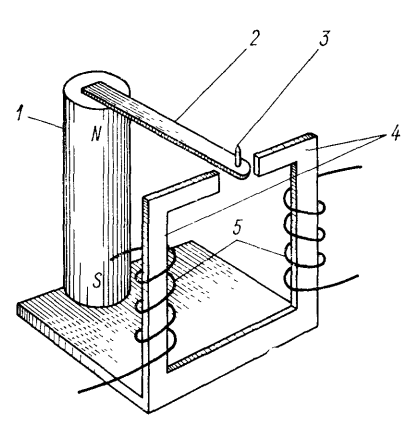


Рис. 8.3. Основная конструкция головки с переменным магнитным сопротивлением

1 — цилиндрический магнит; *2* — железистый иглодержатель; *3* — игла; *4* — полюсные наконечники; *5* — катушки

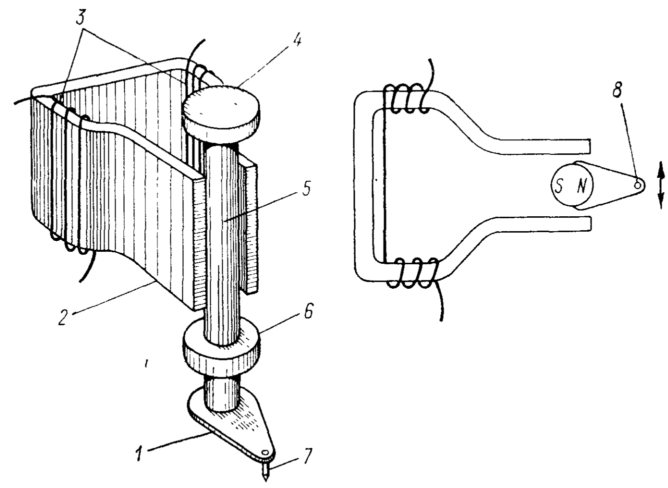


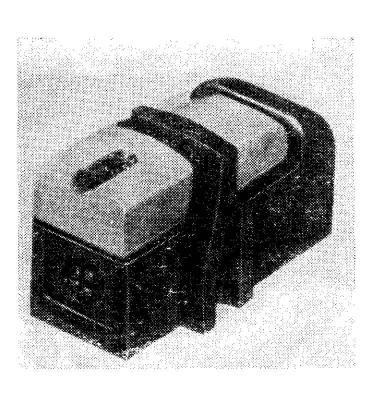
Рис. 8.4. Основная конструкция головки с подвижным магнитом

1 — иглодержатель; *2* — ярмо из мю-металла; *3* — катушки; *4* — верхний подшипник; *5* — стержневой магиит; *6* — нижний подшипник; *7* и *8* — игла

ного потока, проходящего через катушку. На всех рисунках показан только один канал. Два канала, необходимые для стереофонических и квадрафонических матричных устройств (см. гл. 7), могут быть получены путем применения двух одинаковых

электромагнитных систем, каждая из которых расположена под углом 45° к поверхности пластинки и 90° друг к другу, с общей иглой, как показано на рис. 7.2.

Современные двухканальные головки представляют собой образцы высокоточных механизмов в миниатюре. Конструктивно узел иглы обычно выполнен из пластмассы методом литья и вставляется в основной корпус головки. Узел иглы содержит либо магнит с малой массой (система с подвижным магнитом), либо якорь из железистого металла (система с переменным маг-



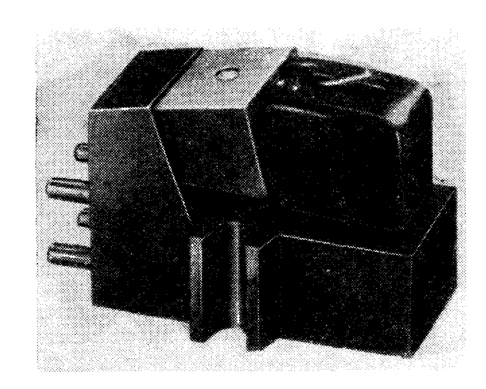


Рис. 8.5. Магнитная головка фирмы «Голдринг», в которой магнитный поток вводится в якорь внутренним магнитом (принцип индуцированного магнита)
Она работает так же, как головка с переменным магнитным сопротивлением

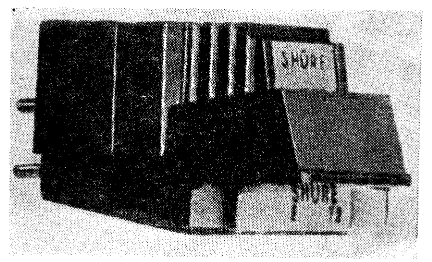
Рис. 8.6. Магнитная головка фирмы «Аудио-техника»
Она использует принцип подвижного магнита, но имеет два магнита с малой массой, смонтированные в виде V-образной конструкции

нитным сопротивлением), соединенный с иглодержателем. Иглодержатель, вставленный в головку, взаимодействует электромагнитным путем с катушкой индуктивности и ее полюсными наконечниками. Сигналы обоих каналов передаются на четыре штыря, находящиеся в задней части головки; фиксирующие отверстия или щели тонарма звукоснимателя соответствуют фиксирующим центрам размером 12,7 мм головкодержателя. Этот размер является стандартным.

Образцы головок фирм «Голдринг», «Аудио-техника», «Шуар» и «Пикеринг» (Goldring, Audio-Technica, Shure и Pickering) показаны на рис. 8.5—8.8. Узел иглы головки «Пикеринг» с небольшой щеточкой для очистки канавок от пыли изображен на рис. 8.9. Вытянутая вперед трубка держит на себе устройство, прикрепленное к иглодержателю; она проходит в основную часть головки, где расположены катушки и полюсные наконечники.

В некоторых, более ранних головках использовались металлические иглы. Система такой головки показана на рис. 8.2. Фирма «Дэкка» до сих пор использует этот принцип в своих головках, в том числе в новых изделиях под названием Mark IV и Mark V (головка типа «Лондон»). Фирма «Дэкка» называет его «положительным сканированием». Одна из головок типа Mark IV изображена на рис. 8.10.

Электрическая часть такой головки работает по так называемому суммарно-разностному принципу, который требует при-



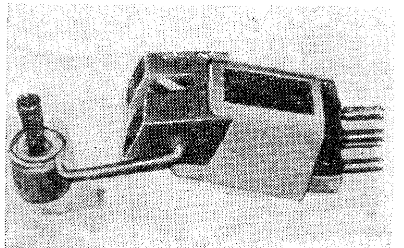


Рис. 8.7. Магнитная головка фирмы «Шуар»

Рис. 8.8. Магнитная головка фирмы «Пикеринг», имеющая небольшую щеточку, укрепленную на иглодержателе, для снятия пыли с грампластинки

менения горизонтальной чувствительной катушки и двух вертикальных чувствительных катушек, как показано на рис. 8.11. Принцип работы системы объясняется ниже.

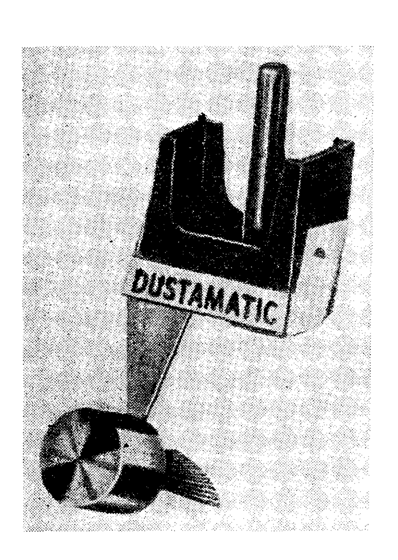
Предположив, что только левый канал стереофонической грампластинки содержит модуляцию, получим ЭДС, создаваемую катушками *C*, *D* и *E*. Однако фазирование катушек таково, что ЭДС катушки *E* добавляется к ЭДС катушки *C* так, что выходной сигнал возникает на левой выходной клемме *A* по отношению к общей выходной клемме. Так как катушки *C* и *D* создают сигнал в противофазе, то ЭДС катушки *D* вычитается из ЭДС катушки *E*, что ведет к затуханию сигнала и отсутствию его на правой выходной клемме *B* по отношению к общей выходной клемме.

При записи только правого канала наблюдается обратный эффект: ЭДС катушки *D* добавляется к ЭДС катушки *E* и создает выходной сигнал на клемме *B* относительно общей выходной клеммы, а ЭДС катушек *C* и *E* взаимно уничтожаются и на клемме *A* практически нет выходного сигнала.

При работе этой головки в монорежиме (см. гл. 7) необходимо использовать только ЭДС, создаваемую горизонтальной

чувствительной катушкой, для которой имеется выходная клемма.

В качестве примера на рис. 8.12 приведена головка с подвижной катушкой фирмы «Ортофон» (Ortofon). Из-за относительно небольшого напряжения сигнала, создаваемого головками с подвижной катушкой и ленточным проводником, требуется применение согласующего трансформатора (или спе-



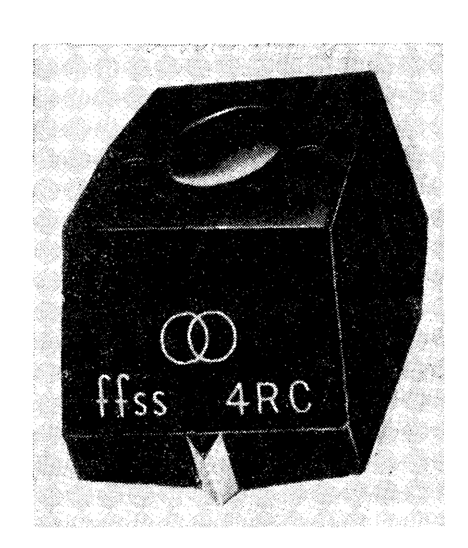
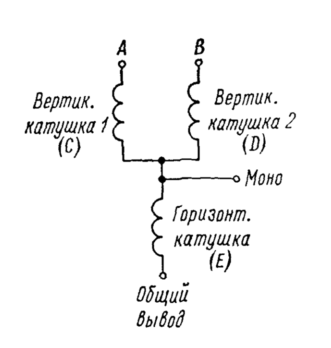


Рис. 8.9. Узел иглы головки фирмы «Пикеринг», вставляемый в основной корпус головки

Рис. 8.10. Суммарно-разностная головка с положительным сканированием фирмы «Дэкка», тип Mark IV

Имеется головка типа Mark V, получившая название «Лондон»



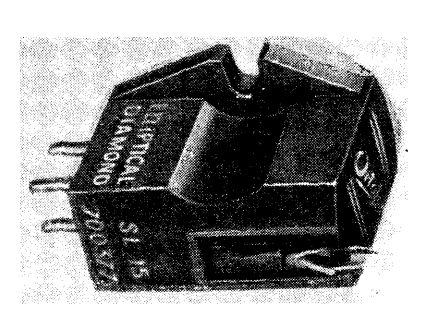


Рис. 8.11. Чувствительные катушки суммарно-разностной магнитной головки фирмы «Дэкка» (см. текст)

Рис. 8.12. Головка с подвижной катушкой фирмы «Ортофон», требующая применения внешнего согласующего трансформатора (см. текст)

циального малошумящего транзисторного предварительного усилителя) для согласования современных усилителей со «стандартной» чувствительностью входа магнитного звукоснимателя. Чтобы уменьшить массу головки, согласующий элемент обычно выпускается в виде отдельного дополнительного устройства (блока).

Все магнитные головки создают напряжение сигнала, пропорциональное скорости модуляции (см. гл. 7). Поскольку пластинки записываются с возрастающей (по частоте) характеристикой скорости (т. е. с постоянной амплитудой), то требуется введение коррекции в предварительном усилителе воспроизводящего устройства для создания «равномерного» (по частоте) выходного напряжения (см. гл. 3 и 7).

ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ГОЛОВКИ

В первых пьезоэлектрических головках использовались естественные кристаллические элементы, такие, как сегнетова соль. Эти головки назывались кристаллическими. Позднее для улучшения качества звучания стали применять специальную «поляризованную» керамику. Головки стали называться керамическими.

Кристаллические головки по-прежнему выпускаются в наши дни, но они чаще применяются в тех случаях, когда качество воспроизведения и износ пластинок не считаются главными показателями. Поэтому они предназначаются в основном для недорогих проигрывателей. Кристаллические звукосниматели создают большее напряжение сигнала (см. раздел «Выходной сигнал пьезоэлектрической головки», с. 242) для данного уровня модуляции по сравнению с лучшими керамическими.

В обоих случаях* напряжение сигнала создается пьезоэлектричеством, которое возникает, когда кристаллический элемент упомянутого типа механически отклоняется или попадает под нагрузку. Выходной сигнал можно рассматривать как «заряд» на пластинках конденсатора (каковыми являются обе стороны кристаллического элемента), который изменяется в соответствии с модуляцией канавки.

Двухканальные стереофонические пьезоэлектрические головки используют два элемента в общей конфигурации 45°/45°, связанной с обычной иглой. Эта пара элементов иногда скреплена друг с другом, образуя «биморфную» систему, и элементы срезаны или обработаны так, что выходной сигнал от одного

---

* Строго говоря, именно кристаллическая головка работает на основе пьезоэлектрического принципа. Керамическая головка работает на другой основе, связанной с электрострикционным принципом (см. «Электрострикционный принцип» в Энциклопедии науки и техники, т. 4, с. 613, изд. McGraw-Hill).

элемента является результатом скручивания, а от другого — результатом изгиба; по этой причине они называются скрученным или изогнутым элементами. Горизонтальные компоненты приво-

Рис. 8.13. Ряд головок звукоснимателя: *а* и *б* — пьезоэлектрические (головка «Дерам» фирмы «Дэкка» представляет собой тип *а*); *в* и *г* — головки с переменным магнитным сопротивлением; *д* и *е* — головки с подвижной катушкой

1 — игла; *2* — керамические элементы; *3* — корпуса из ПВХ; *4* — изогнутый элемент; *5* — скрученный элемент; *6* — опора; *7* — катушки; *8* — два магнитных узла; *9* — иглодержатели; *10* — магниты; *11* — иглодержатель; *12* — система иглодержателя; *13* — подвижные катушки; *14* — магнитное поле, срезающее переднюю и заднюю части катушек

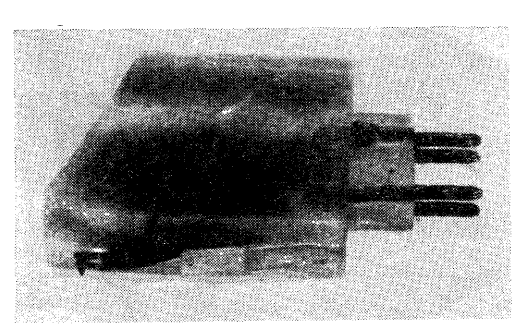


Рис. 8.14. Хорошо известная головка «Дерам» фирмы «Дэкка»

дят в действие скрученный элемент, вертикальные — изогнутый. Другая конструкция представляет собой V-образную конфигурацию с углом 90°, где возможно применение двух скрученных

элементов, что требует меньших гибкости и податливости иглы для создания выходного сигнала, чем при использовании изогнутых элементов.

На рис. 8.13 показаны стереофонические головки звукоснимателей. Хорошо известна керамическая головка типа «Дерам» фирмы «Дэкка», которая изображена на рис. 8.14. Эта головка имеет несколько вариантов, в одном из них применена эллиптическая игла.

ИГЛЫ

Концы игл последних выпусков изготовлены из сапфиров или алмазов, причем первые применяются в кристаллических и керамических головках. Замена иглы обычно вызывает смену всего узла иглы (см. рис. 8.9) у магнитных звукоснимателей или

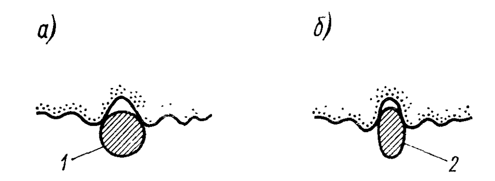


Рис. 8.15. Эллиптический конец иглы, улучшающий воспроизведение высоких частот по сравнению со сферическим концом: *а* — неопределенная ВЧ-модуляция; *б* — определенная ВЧ-модуляция

Радиус его достаточно большой, чтобы избежать нежелательного шума от углубления иглы в канавку. *1* — сферическая игла; *2* — эллиптическая игла

иглодержателя у кристаллических и керамических головок. Некоторые головки, в которых игла является частью их конструкции, такие, как головки с подвижной катушкой и суммарно-разностные головки («Лондон» фирмы «Дэкка» или головки фирмы «Банг и Олуфсен»), должны быть возвращены на фирму-изготовитель для замены, хотя по заведенному порядку взамен устаревшей выдается новая головка за некоторую доплату.

Прежние пластинки с микроканавками могли воспроизводиться иглой с радиусом конца 25 мкм. Новейшие моно, стерео и квадрафонические матричные пластинки (исключая пластинки СД-4) требуют применения иглы с уменьшенным радиусом конца — 12,5 мкм. Чем меньше радиус конца иглы, тем лучше будет следовать игла по канавкам с высокочастотной модуляцией, особенно в конце канавки, где скорость иглы ниже, а плотность модулирующего сигнала выше. Однако если радиус много меньше 12,5 мкм, то игла слишком «углубляется» в канавку и вызывает большой шум.

Этот недостаток можно устранить, используя бирадиальные, или эллиптические, иглы, которые имеют большую ось около

17,5 мкм — для устранения эффектов углубления в канавку и малую ось около 7,5 мкм — для правильного следования по записанным модуляциям. Возможны изменения большого и малого радиусов, но во всех случаях целью остается обеспечение оптимального следования иглы на высоких частотах с наименьшим шумом, создаваемым от чрезмерного углубления конца иглы в канавку. На рис. 8.15 показано, как эллиптическая игла улучшает воспроизведение высокочастотных модуляций.

ИГЛЫ ДЛЯ ПЛАСТИНОК СД-4

Как показано в гл. 7, четырехканальные пластинки СД-4 содержат частоты модуляции до 45 кГц, и так как они вращаются со стандартной частотой вращения $33^1/_3$ оборота в минуту, то высокочастотные сигналы должны быть значительно «сжаты», особенно на внутренних диаметрах пластинки. Для максимально точного воспроизведения сигналов, что очень важно для правильной демодуляции «многоканальной» информации, радиус иглы должен быть минимальным.

Это привело к созданию новой «многорадиальной» иглы (иглы Шибата), форма которой показана на рис. 8.16, *а*. Для сравнения на рис. 8.16,*б* изображена форма эллиптической иглы. Игла СД-4 имеет грани, которые срезаны за пределами контактной поверхности, так что действительный радиус контактной поверхности даже меньше, чем у эллиптической иглы. Более того, как показано на рис. 8.16, *в* и *г*, края иглы СД-4 менее округлены, чем у эллиптической иглы, что обеспечивает максимальный вертикальный контакт со стенками канавки. Этим компенсируется малый размер продольной контактной поверхности, и прижимная сила распределяется по большей площади.

Игла изготовляется из алмаза, и ее обработка требует применения сложной техники и оборудования с точностью измерения до нескольких микрометров.

Так как контактная поверхность между иглой и стенками канавки увеличивается, то давление в канавке становится соизмеримым с тем, которое создается обычной иглой, имеющей меньшее давление. Таким образом, головку с иглой СД-4 можно использовать при повышенной прижимной силе по сравнению с головкой с обычной иглой при одинаковом времени износа пластинки. Однако головка должна иметь высокую податливость для работы в условиях повышенной прижимной силы.

Игла описанного типа носит название «Шибата» по имени изготовителя. Другая игла для воспроизведения пластинок СД-4 называется «Ичикава».*

---

* Игла в квадрафонических звукоснимателях модели ММС 6000 фирмы «Банг и Олуфсен» носит название «Праманик».

Что касается воспроизведения пластинки СД-4, то следует отметить, что для устранения нежелательных искажений и сохранения необходимого уровня сигнала, модулированного несущей, в конце канавки необходимо, чтобы канавка заканчивалась

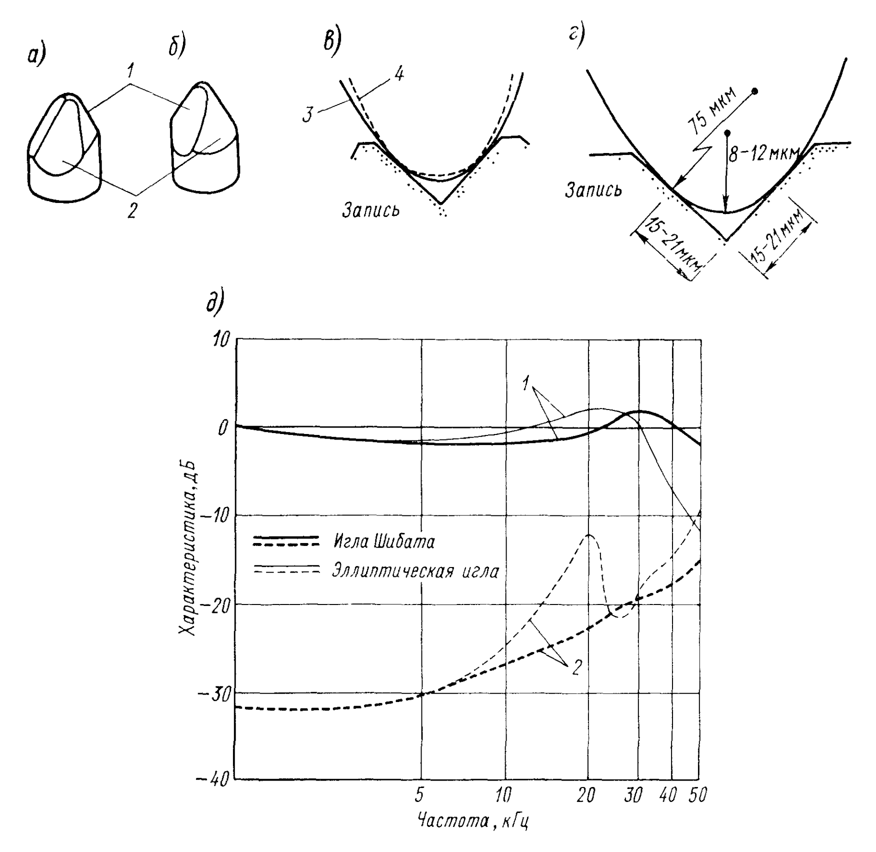


Рис. 8.16. Формы игл и частотные характеристики головок с их применением: *а* — игла Шибата; *б* — эллиптическая игла; *в* — расположение игл в канавке; *г* — конструктивные размеры иглы СД-4; *д* — частотная характеристика и характеристика разделения каналов головки СД-4 с иглой Шибата и эллиптической иглой (отчетливо видно улучшение характеристики при использовании иглы Шибата)

1 — фронтальная поверхность; *2* — боковая поверхность; *3* — игла Шибата; *4* — эллиптическая игла. На рис. *д*: *1* — частотная характеристика; *2* — характеристика перекрестных искажений

раньше по сравнению с канавкой обычной стереопластинки (по диаметру). Этим сокращается время проигрывания, что, несомненно, лучше, чем выход иглы из канавки или увеличение искажений. Применение новых методов позволяет устранить этот недостаток.

Автор проигрывал пластинку СД-4 с помощью головки с эллиптической иглой, воспроизводящей полосу частот до 45 кГц с хорошим следованием иглы по канавке. Однако полученные результаты были хуже, чем в случае, когда испытывалась головка, специально предназначенная для воспроизведения полосы частот до 45 кГц с иглой Шибата или Ичикава. Хорошее воспроизведение в стереорежиме можно осуществить с пластинки СД-4, используя стереофоническую головку с эллиптической иглой, хотя и в этом случае применение иглы Шибата или Ичикава уменьшит износ пластинки.

В квадрафоническом режиме емкость соединительных проводов звукоснимателя (для соединения с демодулятором) должна быть очень мала, чтобы устранить ослабление сигнала, модулированного несущей.

Существуют два основных способа улучшения высокочастотной характеристики головки. Один заключается в уменьшении сопротивления колебательной системы путем снижения массы, другой — в повышении частоты высокочастотного резонанса либо посредством увеличения жесткости (твердости) материала пластинки, либо расширением контактной поверхности между концом иглы и канавкой.

Головки для воспроизведения пластинок СД-4 должны отличаться хорошими характеристиками следования иглы в высокочастотном диапазоне, что требует применения иглы с малоэффективной массой конца. Однако благодаря расширению поверхностного контакта иглы типа СД-4 с канавкой частота высокочастотного резонанса автоматически повышается. Игла Шибата, например, имеет контактную поверхность, в четыре раза бóльшую по сравнению с эллиптической иглой, и поэтому кривая на рис. 8.16, *д* показывает улучшение высокочастотной характеристики и разделения на высоких частотах, обеспечиваемое иглой Шибата, по сравнению с эллиптической иглой.

ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ МАТРИЧНЫХ ГРАМПЛАСТИНОК

Любая стереофоническая головка хорошего качества пригодна для воспроизведения матричных четырехканальных грампластинок, поскольку вся информация записана в виде звуковых сигналов и располагается обычным способом на левой и правой стенках канавки.

Для воспроизведения монофонических и стереофонических грамзаписей достаточным размером сферической иглы является 17,5 мкм. Такой размер иногда встречается в недорогих магнитных головках, он достаточен для воспроизведения как первых грампластинок с микроканавками, так и новейших моно- и стереопластинок. Такие иглы пригодны для воспроизведения матричных пластинок, хотя предпочтительной считается головка с эллиптической иглой.

Эллиптическая игла также может использоваться для воспроизведения первых пластинок с микроканавками, так как ее больший радиус устраняет возможность «углубления» иглы в канавку.

ИГЛЫ ДЛЯ ПЛАСТИНОК С ЧАСТОТОЙ ВРАЩЕНИЯ 78 ОБ/МИН

Ни одна из упомянутых игл не годится для воспроизведения самых первых пластинок, имеющих частоту вращения 78 об/мин. Для этих пластинок требуются иглы с радиусом от 62,5 до 100 мкм. Некоторые из современных магнитных головок со съемными узлами игл могут быть оснащены узлом иглы с радиусом, соответствующим воспроизведению пластинок с частотой вращения 78 об/мин. Очень немногие изготовители выпускают такие узлы. Так, специально для собирателей старых пластинок фирма «Эксперт Пикапс Лтд.» (Expert Pickups Ltd.) выпускает такие устройства. Она специализируется на установке этих игл в головках звукоснимателей. Радиусы выпускаемых игл — до 100 мкм.

Когда мы говорим о «сферических» иглах, то имеем в виду конус с полусферическим концом.

ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ ГОЛОВКИ

Выходной сигнал головки зависит от скорости записи. Номинальное значение выходного сигнала многих магнитных головок составляет 1 мВ (среднее квадратическое значение) на среднюю квадратическую скорость в сантиметрах в секунду на частоте 1 кГц, иногда выходной сигнал составляет 5 мВ относительно скорости записи 5 см/с.

Некоторые головки с подвижным магнитом и с переменным магнитным сопротивлением обеспечивают выходной сигнал 2,5 и даже 3 мВ/(см/с). С другой стороны, головки с подвижной катушкой и ленточные имеют более низкий уровень выходного сигнала, составляющий 50 или 100 мкВ/(см/с). Однако применение согласующего трансформатора или транзисторного усилителя может приблизить уровень выходного сигнала к значению, характерному для головки с переменным магнитным сопротивлением и составляющему 3 и 4 мВ/(см/с).

Магнитная головка с высоким уровнем выходного сигнала может вызвать перегрузку предварительного усилителя, если он имеет плохую защиту (см. гл. 3).

ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ГОЛОВКИ

Если выходной сигнал магнитной головки пропорционален скорости записи, то выходной сигнал пьезоэлектрической головки пропорционален амплитуде отклонения иглы. Тем не менее, выходной сигнал часто соотносится с данной скоростью на частоте 1 кГц, особенно при «стандартном» уровне записи. Кристаллические головки могут иметь уровень выходного сигнала 1 В и более, но высококачественные головки обычно имеют более низкий уровень. Это относится, в частности, к керамическим головкам высокого класса, номинальный уровень выходного сигнала которых может составлять 50—200 мВ.

НАГРУЗКА НА ГОЛОВКУ

На уровень выходного сигнала головки влияет нагрузка, соединенная с ней. У большинства магнитных головок нагрузка, необходимая для обеспечения оптимальной частотной характеристики (особенно в высокочастотном диапазоне), составляет 47 кОм с включенной параллельно емкостью 100—200 пФ, эквивалентной емкости экранированных выводов сигнала и входа усилителя. Лучше всего использовать минимальную емкость. Однако, как указывалось в гл. 3, корреляция с помощью обратной связи на входе предварительного усилителя может влиять на входное сопротивление и тем самым слегка изменять характеристику звукоснимателя в высокочастотном диапазоне (этого явления нет в хорошо сконструированных усилителях).

Для получения постоянной амплитудной характеристики пьезоэлектрические головки должны быть нагружены повышенным сопротивлением — порядка нескольких мегаом, чтобы предотвратить слишком ранний завал низких частот. Поскольку характеристики записи по стандарту RIAA приближаются к постоянной амплитуде, выходной сигнал пьезоголовки довольно «равномерный» во всем звуковом спектре. Причем иногда используется встроенная механическая коррекция для устранения небольшого отклонения от постоянной амплитуды.

Можно получить выходной сигнал, приближающийся к «скоростному», от пьезоголовки путем нагрузки ее низкоомным резистором и (или) подключением цепи коррекции между головкой и входом предварительного усилителя. При этом используется коррекция предварительного усилителя по стандарту RIAA, как и для магнитной головки, для «выравнивания» характеристики. В результате этого выходное напряжение уменьшается до значения, характерного для магнитных головок (см. с. 91). Все особенности нагрузки головки детально рассматриваются в гл. 3.

Следует отметить, что уровень выходного сигнала пьезоголовки также уменьшается, если используется шунтирующее сопротивление. Это вызвано тем, что источник является емкостным.

ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

На частотную характеристику влияет не только электрическая нагрузка, но также механические резонансы всей системы звукоснимателя. Магнитные головки высокого качества сконструированы так, что спад характеристики на высоких частотах, вызванный элементами *LCR* (см. с. 74), компенсируется подъ-

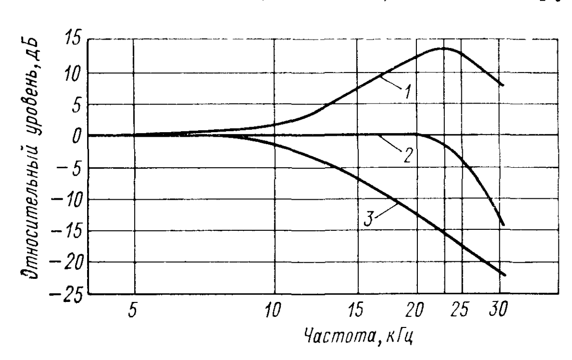


Рис. 8.17. Кривые, показывающие компенсацию электрической характеристики головки Shure V 15/III механической характеристикой для обеспечения общей равномерной эффективной характеристики

1 — механическая; *2* — эффективная; *3* — электрическая

емом, создаваемым резонансом «эффективная масса конца иглы — податливость материала пластинки» и, вероятно, резонансом «эффективная масса иглы — податливость соединительных элементов узла иглы» (т. е. иглодержателя и др.).

Это ясно видно из диаграммы на рис. 8.17, полученной фирмой «Шуар», где показано, как падение кривой электрической характеристики головки типа V 15/III компенсируется подъемом уровня выходного сигнала, создаваемым механическим резонансом. Так как эти две кривые дополняют друг друга, то общая эффективная характеристика является «равномерной».

На высоких частотах характеристика падает после точки резонанса так же, как характеристика низкочастотного фильтра.

На низких частотах характеристика головки определяется характеристикой высокочастотного фильтра, обусловленной резонансом «эффективная масса звукоснимателя (тонарма с противовесом, головкодержателя и головки) — податливость головки». Чтобы избежать преждевременного завала низкочастотной характеристики, этот резонанс не должен иметь высокую частоту. Это очень важный момент и для других аспектов

воспроизведения грамзаписи, так как если резонанс проявляется на очень низкой частоте, то он влияет на стабильность следования иглы по канавке на низких частотах, а если его частота соответствует частоте шума и колебаний электропроигрывающего устройства, то она усиливается, вызывая дополнительный рокот. Более того, возможно появление двух и более низкочастотных резонансов из-за различной горизонтальной и вертикальной податливости и различных видов резонанса тонарма.

ДЕМПФИРОВАНИЕ

Если низкочастотные и высокочастотные резонансы плохо демпфируются, то общая характеристика звукоснимателя напоминает характеристику, показанную на рис. 8.18 штриховыми

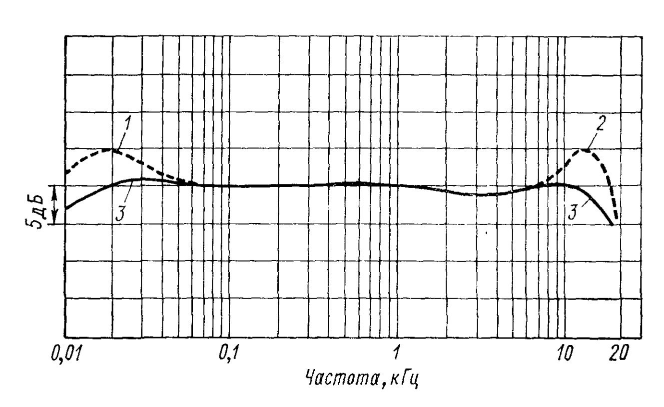


Рис. 8.18. Недостаточное (штриховая кривая) и оптимальное (сплошная кривая) НЧ и ВЧ-демпфирование

1 — НЧ-недемпфированная характеристика; 2 — ВЧ-недемпфированная; 3 — оптимальное демпфирование

линиями. Оптимальное демпфирование обеспечивает равномерную характеристику, обозначенную сплошной линией.

Высококачественные магнитные головки Hi — Fi имеют достаточное демпфирование для устранения нежелательных высокочастотных пиков, а тонармы имеют специальное демпфирование для сглаживания пиков на низких частотах. Частотная характеристика головки V 15/III фирмы «Шуар», установленной в высококачественном тонарме (например, в тонарме фирмы SME), показана на рис. 8.19, частотная характеристика головки с высокочастотным резонансом — на рис. 8.20.

Следует отметить, что многие головки с подвижным магнитом и с переменным магнитным сопротивлением имеют небольшой провал в частотной характеристике на частотах 5—6 кГц (рис. 8.20). Он вызван резонансными свойствами и электромеханическими особенностями конструкции. Его нелегко выявить, и

даже предыдущие головки Shure V15 имели эту особенность. Однако, как показывает кривая на рис. 8.19, именно характеристика головки позволила выявить эту особенность.

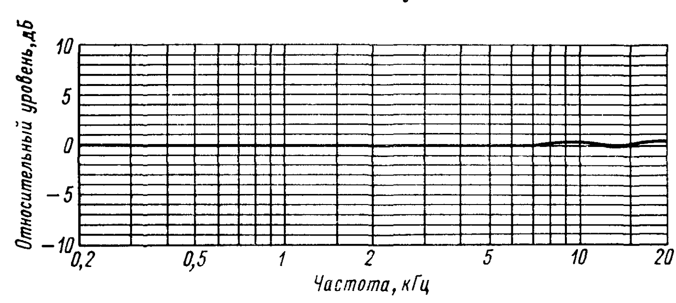


Рис. 8.19. Частотная характеристика головки Shure V 15/III, смонтированной в высококачественном тонарме

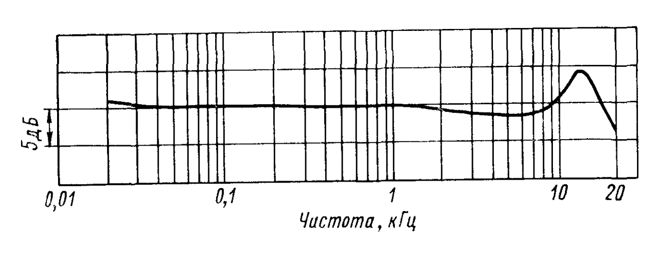


Рис. 8.20. Характеристика, показывающая наличие пика на высоких частотах, вызванного недостаточным демпфированием резонанса в высокочастотном диапазоне

ПАРАМЕТРЫ ГОЛОВКИ

К механическим параметрам головки относятся податливость, эффективная масса конца иглы и механическое сопротивление (демпфирование).

ПОДАТЛИВОСТЬ

Податливость означает свободу движения (в противоположность жесткости) и выражается отклонением (сжатием и т. д.) на расстояние, деленное на силу в динах. Таким образом, одна «единица податливости» равна 10^{-6} см/дин (или 10^{-3} м/Н в системе СИ). Она является результатом отклонения на одну миллионную долю сантиметра под действием силы 1 дин.

ЭФФЕКТИВНАЯ МАССА КОНЦА ИГЛЫ

Эффективной массой конца иглы называется не только масса самого конца (алмаза), но также «вносимая» масса подвижных частей, связанных с преобразующим элементом.

МЕХАНИЧЕСКОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Механическое сопротивление выражается в паскалях и характеризует общее демпфирование иглы и ее соединительной системы.

Электрическими аналогами податливости, массы и механического сопротивления являются емкость, индуктивность и электрическое сопротивление.

АСПЕКТЫ СЛЕДОВАНИЯ ИГЛЫ ПО КАНАВКАМ ПЛАСТИНКИ

По упомянутым выше параметрам определяют способность иглы следовать по канавкам грампластинки. Податливость влияет на следование на низких частотах, эффективная масса конца иглы — на следование на высоких частотах, а механическое сопротивление — на общую способность следования, но особенно на следование в среднечастотном диапазоне.

Нарушения следования возникают, когда конец иглы теряет способность точно следовать сигналам, записанным на стенках канавки. В результате резко повышается уровень гармонических и интермодуляционных искажений, что связано с появлением «трескучих» шумов на переходных частотах в высокочастотном диапазоне. Когда конец иглы следует по записанным сигналам, возникают значительные силы, которые стремятся вытолкнуть иглу из канавки. Поэтому необходимо применять специальную прижимную силу, чтобы удержать иглу в канавке. Значение необходимой прижимной силы является функцией создаваемых сил. Чем больше силы, воздействующие на иглу, тем больше требуемая прижимная сила, обеспечивающая контакт иглы с канавкой.

Основная выталкивающая сила возникает от ускорения эффективной массы конца иглы, увеличиваясь с увеличением массы M и ускорения g. Следовательно, сила $F=Mg$. Для обеспечения минимального износа иглы и пластинки прижимная сила должна быть очень мала.

Некоторые высококачественные магнитные головки имеют прижимную силу около 1×10^{-2} Н (1 гс) и менее на всех частотах, даже при воспроизведении грампластинок с большим динамическим диапазоном, где ускорение [см. уравнение (7.3)] на высоких частотах может быть значительным. Такое положение обеспечивается при условии, если эффективная масса конца иглы очень мала.

Например, из уравнения $F=Mg$ сила $F=1{,}666\times10^{-2}$ Н (1,666 гс) может быть рассчитана, если известны эффективная масса иглы, равная 1 мг, и $|g|=1666$ в соответствии с модуляционной скоростью 26 см/с на частоте 10 кГц.

Следовательно, если принять массу конца иглы за 1 мг, то необходима прижимная сила не менее $1{,}666 \times 10^{-2}$ Н (1,666 гс) для правильного следования иглы по записанным в канавке сигналам. Чтобы обеспечить правильное следование с вышеупомянутой скоростью и частотой при прижимной силе 1×10^{-2} Н (1 гс), необходимо иметь массу конца иглы 0,6 мг. На следование иглы влияют низкочастотный резонанс и параметры тонарма, так что практически эффективная масса конца иглы должна быть еще меньше. Выбранная в качестве примера головка типа V 15/III фирмы «Шуар» имеет эффективную массу конца иглы 0,33 мг и следует по канавкам с модуляционной скоростью 26 см/с на частоте 10 кГц с прижимной силой 1×10^{-2} Н (1 гс) (головка вмонтирована в тонарм фирмы SME).

Для правильного следования на более низких частотах податливость должна обеспечивать максимальную амплитудную модуляцию 0,005 см при указанной прижимной силе. Податливость C, выраженная в единицах 10^{-6} см/дин, равна амплитуде A в сантиметрах, деленной на силу F в динах (т. е. $C = A/F$). Следовательно, если максимальная амплитуда составляет 0,005 см, прижимная сила 1 гс (980 дин), то минимальная податливость должна быть $5{,}102 \times 10^{-6}$ см/дин или 5,102 «единицы податливости».

На практике вертикальная и горизонтальная податливость больше величин, которые указываются в технических характеристиках современных головок, так как на ее эффективное значение влияет механическое сопротивление (т. е. демпфирование), в то время как на следование в низкочастотном диапазоне, как уже указывалось, влияет резонанс «податливость — эффективная масса тонарма». Существует также разница между так называемой динамической податливостью (измеренной через модуляцию пластинки) и статической податливостью (непосредственно измеренным отклонением), так как первая представляет собой низкочастотное механическое сопротивление.

Если эффективная масса конца иглы и податливость могут быть определены изготовителем головки (чаще — последняя, реже — первая), то значение механического сопротивления никогда не приводится, что вполне понятно, поскольку это комплексный фактор.

Способность следования иглы по канавке пластинки все чаще выражается в единицах минимальной прижимной силы, необходимой для правильного управления определенными скоростями на указанных частотах без нарушения следования (что характерно для фирмы «Шуар», которая ввела термин «тракабилити» — способность следования). Способность следования иглы по канавке учитывает податливость, эффективную массу конца иглы и механическое сопротивление. Однако следует еще раз подчеркнуть, что тонарм играет значительную роль в общей характеристике следования (см. ниже).

РЕЗОНАНСЫ

Первичным высокочастотным резонансом является резонанс «эффективная масса конца иглы — податливость материала грампластинки», и уравнение (1.27) показывает, что чем меньше масса M и (или) податливость C, тем выше резонансная частота f_0. Если податливость (упругость) материала пластинки принять равной 3×10^{-8} см/дин (3×10^{-5} м/Н в системе СИ) (обычно используемое значение, которое зависит от природы материала, радиуса конца иглы, температуры и прижимной силы), а эффективную массу конца иглы — 1 мг, то f_0 будет 29 кГц. Масса конца иглы более 1 мг снижает f_0, но она должна составлять более 2 мг, чтобы частота резонанса оказалась в полосе звуковых частот, при условии, что податливость пластинки осталась в пределах указанного значения.

Другим высокочастотным резонансом, который имеет большое значение для полосы воспроизводимых частот, является резонанс «масса на конце иглодержателя, удаленная от конца иглы,— податливость иглодержателя». В расширенной высокочастотной характеристике, которая требуется для воспроизведения пластинок СД-4, такие резонансы должны быть хорошо демпфированы.

РАЗДЕЛЕНИЕ СТЕРЕОКАНАЛОВ

Резонансы могут влиять на разделение двух каналов стереофонической головки, как показано на рис. 8.21. На средних частотах разделение, как правило, максимальное и составляет 20—35 дБ для речевого канала, но на частотах, где резонансы могут оказывать влияние, разделение быстро уменьшается и

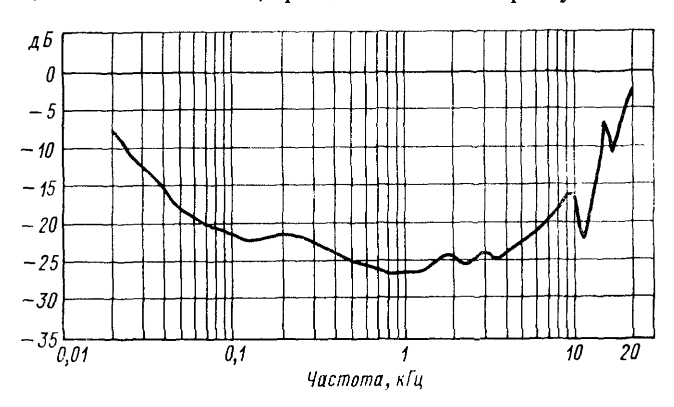


Рис. 8.21. Кривая разделения стереоканалов магнитной головки, показывающая, как высокочастотные резонансы могут влиять на разделение на высоких частотах

иногда кривая характеристики разделения имеет пики и провалы. Для создания хорошего стереообраза разделение стереоканалов должно составлять не менее 20 дБ в наиболее важной части спектра (т. е. на частотах 100 Гц — 10 кГц) и не должно быть большого различия в разделении стереоканалов на частотах сигнала за пределами этого спектра.

НИЗКОЧАСТОТНЫЙ РЕЗОНАНС

Когда противовес тонарма отрегулирован для установки правильного баланса узла головкодержатель — головка и выбрана необходимая прижимная сила, то эффективная масса тонарма в этих условиях влияет на параметры иглы. Когда игла вступает в контакт со стенками канавки, податливость головки поддерживает условие резонанса с эффективной массой тонарма, и f_0 в этом случае снижается до небольшого значения. Например, эффективная масса 25 г и податливость 30 ед. создают резонанс на частоте 5,812 Гц; значение f_0 повышается до 6,498 Гц, если M уменьшить до 20 г, и до 7,959 Гц, если $C=20$ см и $M=20$ г.

Если f_0 много ниже 10 Гц, то наблюдается общая тенденция к нестабильному следованию иглы, так как резонанс может усиливаться пульсацией пластинки и низкочастотными колебаниями, которые вызваны подвесом шасси двигателя или диска.

С другой стороны, если f_0 равно 22,5 Гц, то резонанс усиливается «вибрацией» двигателя, поскольку эта частота соответствует частоте вращения ротора индуктивных двигателей определенного типа, в результате чего резко усиливается рокот. Если f_0 много выше, то ухудшается низкочастотная часть характеристики выходного сигнала из-за уже упомянутого влияния высокочастотного фильтра.

Очевидно, что для улучшения работы узел тонарм—головка должен быть продуман особенно тщательно. Общее правило заключается в том, что головка с высокой податливостью должна использоваться с тонармом, имеющим минимальную массу, чтобы частота f_0 находилась в пределах 8—18 Гц. Тонарм модели 3009/II фирмы SME со встроенным головкодержателем (что приводит к уменьшению M по сравнению с конструкцией со съемным головкодержателем, хотя такой тонарм менее удобен) имеет эффективную массу около 6,75 г, если он отрегулирован для работы с прижимной силой 1 гс. При установке головки масса тонарма увеличивается до 10—11 г в зависимости от массы головки, что при податливости $C=25$ ед. обеспечивает $f_0=9{,}599$ или 10 Гц. Если податливость $C=30$ ед., то $f_0=8{,}762$ или 9,19 Гц.

Для следования иглы на низких частотах увеличение C не дает положительных результатов. Действительно, слишком слабый подвес ограничивает максимальную прижимную силу из-за

возможных прогибов подвеса. Известно также, что тонарм с малой инерцией следует использовать с головкой, отличающейся высокой податливостью, чтобы избежать нежелательных отклонений иглы, вызванных эксцентриситетом пластинки.

ОСОБЕННОСТИ ТОНАРМА

Для обеспечения оптимального следования иглы тонарм должен иметь очень малое трение подшипника — не более 20×10^{-5} Н (20 мгс) на конце иглы — для преодоления трения в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

КОРРЕКЦИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ГОРИЗОНТАЛЬНОГО СЛЕДОВАНИЯ

Во время записи головка резца создает на пластинке радиальную дорожку, как показано штриховой линией на рис. 8.22, но когда запись воспроизводится звукоснимателем с тонармом, установленным на опоре, игла создает изогнутую дорожку, как показано сплошной линией. Кривизна дорожки вызвана отклонением иглы, известным под названием погрешности горизонтального следования, что приводит к значительным искажениям.

Погрешность в значительной мере корректируется регулировкой узла тонарм—головка. Задача состоит в том, чтобы обеспечить угол 90° между осью головки и истинным радиусом пластинки при всех положениях звукоснимателя на пластинке, и это достигается путем отклонения оси головки от оси тонарма и расположения конца иглы таким образом, чтобы он свешивался (нависал) над опорой.

На рис. 8.23 θ_2 — угол отклонения, а d_3—d_2 — отклонение (вынос) иглы. Погрешность следования при этом составляет $90°\pm(\theta_1+\theta_2)$, что показывает нулевую погрешность следования, если $\theta_1+\theta_2=90°$.

Приведенное ниже уравнение (8.1), используемое вместе с рис. 8.23, дает возможность рассчитать угол отклонения оси головки θ_2 для обеспечения нулевой погрешности следования с выносом иглы d_3—d_2 и эффективной длиной тонарма d_3 в качестве параметров:

$$\cos x=\frac{d_1^2-(d_3-d_2)^2+2d_3(d_3-d_2)}{2d_3d_1}, \qquad (8.1)$$

где угол θ_2 для получения нулевой погрешности следования должен быть равен $90°-x$.

Существуют различные способы для устранения погрешности следования иглы в горизонтальной плоскости, но разработчики звукоснимателей выбирают тот, который обеспечивает мини-

мальную погрешность во всех положениях тонарма, основываясь на эффективной длине тонарма. На практике регулировка тонарма и установка головки в головкодержателе для получе-

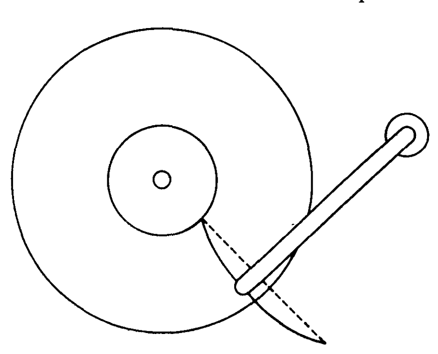


Рис. 8.22. Отклонение от истинно радиальной нарезки при воспроизведении с тонармом на одной опоре, создающее искажения и устраняемое с помощью изменения оси головки (см. рис. 8.23 и текст)

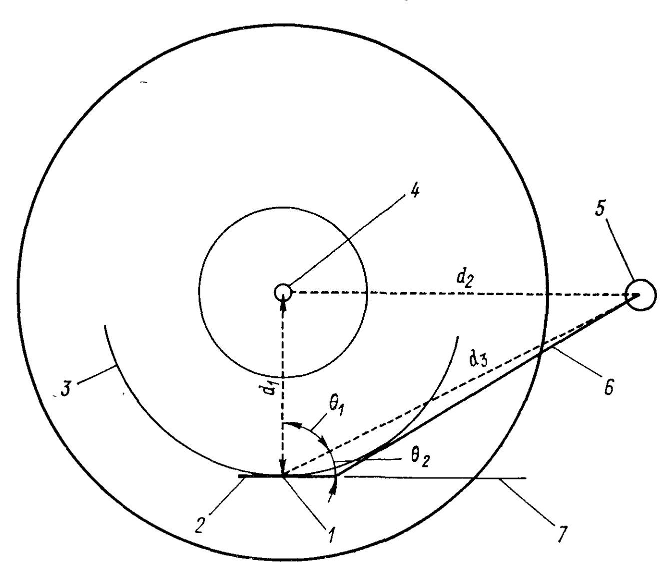


Рис. 8.23. Пояснение погрешности горизонтального следования, используемое в сочетании с уравнением (8.1) (см. текст)

1 — конец иглы; *2* — головка; *3* — диаметр воспроизводимой канавки; *4* — опора диска; *5* — опора тонарма; *6* — тонарм; *7* — линия, касательная к канавке

ния минимальной погрешности на участке внутренних канавок производятся самим потребителем, который использует для этого специальный выравнивающий транспортир, поскольку именно на этом участке пластинки записанные сигналы наибо-

лее сжаты и искажения, вызываемые погрешностью горизонтального следования, являются самыми большими. При использовании хорошо сконструированного и отрегулированного тонарма максимальная погрешность следования не превышает 1—2°.

Имеется очень небольшое число проигрывателей с тонармом, отличающимся действительно радиальным способом следования, и среди них проигрыватели фирм «Банг и Олуфсен», «Гаррард» (Zero 100 SB) и др.

СКАТЫВАЮЩАЯ СИЛА

Вследствие выноса иглы из канавки, при движении иглы в канавке создается сила, которая стремится вызвать смещение иглы от оси тонарма, как показано на рис. 8.24 вектором F_1. Эта сила, в свою очередь, вызывает скручивающее усилие T_1.

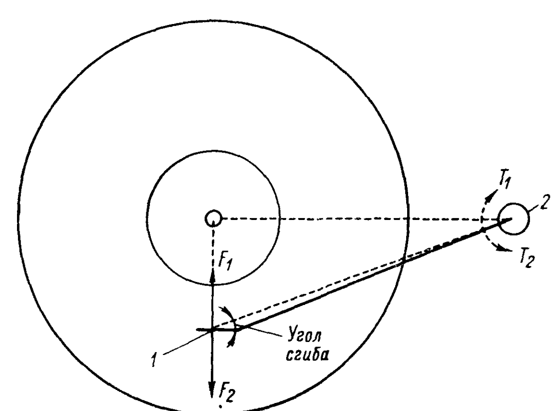


Рис. 8.24. Сила, возникающая при выносе иглы за центр диска и требующая коррекции

1 — игла; *2* — опора тонарма

Чтобы избежать разбаланса давления иглы на две стенки канавки, что может повлиять на баланс разделения стереоканалов и характеристику следования, используют противодействующую силу F_2, преднамеренно вводя скручивающее усилие T_2. Оно создается либо магнитным способом (например, запатентованный фирмой «Дэкка» метод, использованный в тонарме Decca International), либо с помощью противовеса в виде небольшого груза на тонкой нитке (например, конструкция, предложенная Джоном Крэббом — издателем журнала «Hi — Fi News and Record Review» в майском номере журнала «Wireless World», 1960 г.). В обоих случаях скручивающее усилие смещает тонарм от центра пластинки на регулируемую величину.

Величина смещения определяется усилием иглы во время ее движения по канавке и соответственно фрикционными свойствами пластинки, радиусом иглы, прижимной силой и уровнем модуляции сигнала, записанного на пластинке. Регулировка скатывающей (боковой) силы, следовательно, может рассматриваться как компромиссное решение (естественно, положительное) и как наилучший вариант в динамических условиях в сочетании с регулировкой прижимной силы с целью обеспечения оптимального следования иглы в данной полосе испытательных сигналов при наименьшей прижимной силе. Очень полезную пластинку с испытательными сигналами выпускает Клемент Браун — издатель журнала «Hi—Fi Sound» — совместно с Джоном Райтом — разработчиком громкоговорителей. Она называется HFS69 и продается фирмой «Хэймакет Паблишинг Лтд.» (Haymarket Publishing Ltd.).

Ранее считалось, что усилие T_1 уменьшается с уменьшением диаметра проигрываемой пластинки, и поэтому его регулировали так, чтобы уменьшать по мере приближения иглы к центру пластинки, но последние работы * поставили это положение под сомнение.

РЕГУЛИРОВКА ЗВУКОСНИМАТЕЛЯ

Чтобы уменьшить погрешность вертикального следования, узел головка—головкодержатель должен быть отрегулирован так, чтобы его вертикальная ось находилась под прямым углом к поверхности пластинки (рис. 8.25), а его горизонтальная ось была параллельна поверхности пластинки (рис. 8.26). От погрешностей вертикального следования, так же как и от погрешностей горизонтального следования, возникают нежелательные искажения. Условия, показанные на рис. 8.25, приводят к очень большим искажениям и неправильному воспроизведению пластинок СД-4.

Положение, показанное на рис. 8.25, создается обычно регулировкой узла головкодержатель—тонарм, а положение на рис. 8.26 — регулировкой высоты тонарма. Уже упоминалось, что запись на пластинке осуществляется резцом с вертикальным углом 15°, и положение головки должно соответствовать этому условию (рис. 8.27). Но данное условие соблюдается только тогда, когда обеспечивается положение, показанное на рис. 8.26, и когда головка работает в пределах установленной для нее прижимной силы **.

* См. статьи Р. А. Дина в ж. “Hi — Fi News” (октябрь, 1969) и Дж. Райта в этом же журнале (октябрь, ноябрь, декабрь 1969).

** Новый стандарт МЭК и DIN определяют вертикальный угол следования 20°.

Рис. 8.25. Выравнивание оси головки, обеспечивающее уменьшение погрешности вертикального следования

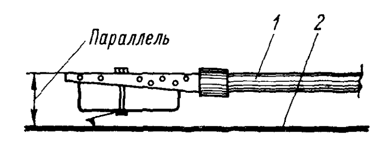


Рис. 8.26. Еще одна важная регулировка для обеспечения вертикального угла следования 15° и сохранения его в процессе проигрывания
1 — тонарм; 2 — пластинка

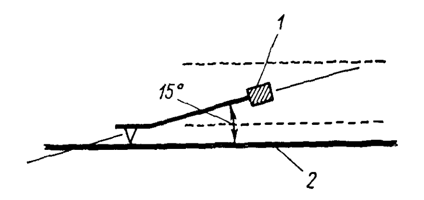


Рис. 8.27. Иллюстрация вертикального угла следования 15°
1 — податливость; 2 — диск

Рис. 8.28. Измерение коррекции бокового усилия с помощью прибора Коррекс в лаборатории автора данной книги
Обратите внимание на угол отклонения тонарма, описанный в тексте (см. также рис. 8.23)

Тонарм часто имеет противовес (при установленной в головкодержателе головке), который регулируется путем изменения выбранной массы на дальнем конце тонарма, причем необходимая прижимная сила устанавливается либо с помощью точной регулировки этого противовеса, либо с помощью второго, дополнительного, перемещаемого противовеса.

Регулировка часто выполняется путем изменения фиксированных положений 1 или $^1/_2$ г. Следует помнить, что на эффективную массу тонарма воздействует противовес, установленный на его дальнем конце, поскольку инерция равна массе, умноженной на квадрат расстояния от точки, в которой она действует.

Как уже упоминалось, желательно проводить коррекцию бокового усилия с помощью прижимной силы в сочетании с тест-пластинкой. Абсолютное значение корректирующей силы малопригодно для коррекции, хотя его можно использовать на практике во время испытания аппаратуры, как показано на рис. 8.28.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СПОСОБНОСТИ СЛЕДОВАНИЯ ИГЛЫ

Пластинка для субъективного и объективного определения характеристики следования иглы создана фирмой «Шуар» и выпускается под названием TTR-103. Она содержит испытательные сигналы для проверки способности следования иглы в низкочастотном, среднечастотном и высокочастотном диапазонах. Первая часть пластинки содержит запись сигнала синусоидальной формы с частотой 10,8 кГц, с фильтрацией и пульсацией на частоте 270 Гц при амплитудных колебаниях скорости 15, 19, 24 и 30 см/с для правого и левого каналов. Во второй части записан сигнал с частотой 1 кГц плюс поперечная частота 1,5 кГц при амплитудных колебаниях скорости 20, 25, 31,5 и 40 см/с. Третья часть представляет собой запись сигнала с частотой 400 Гц плюс поперечная частота 4 кГц при амплитудных колебаниях скорости 15, 19, 24 и 30 см/с.

Осциллограммы сигналов звукоснимателя, показывающие эти испытательные сигналы, дают представление о качестве характеристики следования. Например, на рис. 8.29, *а* показан хорошо воспроизводимый высокочастотный сигнал, записанный со скоростью 15 см/с. На рис. 8.29, *б* видно искаженное воспроизведение сигнала, записанного со скоростью 30 см/с. На рис. 8.30 приведены хорошая характеристика воспроизведения сигналов средних частот, записанных со скоростью 20 см/с (*а*), и искаженная характеристика этих же сигналов, записанных со скоростью 40 см/с (*б*). На рис. 8.31 показаны нормальная характеристика воспроизведения сигналов низкочастотного диапа-

зона, записанных со скоростью 15 см/с (*а*), и искаженная характеристика воспроизведения сигналов, записанных со скоростью 30 см/с (*б*). Испытуемый звукосниматель имел прижимную силу $1{,}5 \times 10^{-2}$ Н (1,5 гс), и увеличение ее ухудшало кор-

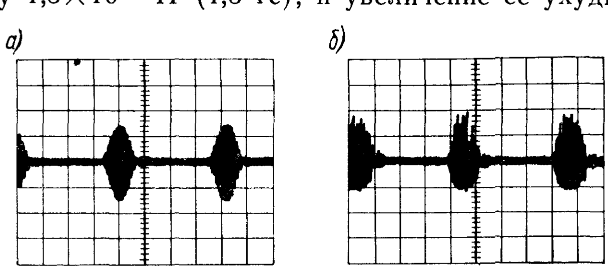


Рис. 8.29. Определение способности следования иглы на высоких частотах: *а* — хорошая характеристика следования; *б* — искаженная характеристика следования (см. текст)

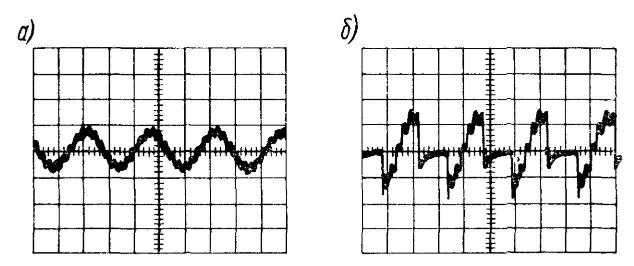


Рис. 8.30. Определение способности следования иглы на средних частотах: *а* — хорошая характеристика следования; *б* — искаженная характеристика следования (см. текст)

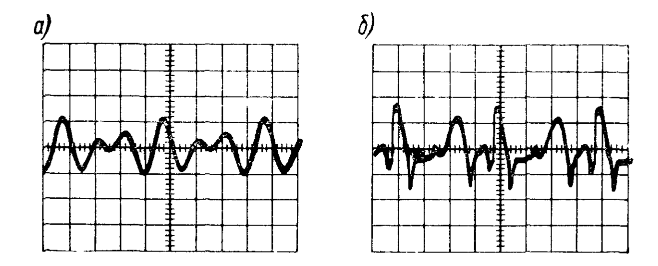


Рис. 8.31. Определение способности следования иглы на низких частотах: *а* — хорошая характеристика следования; *б* — искаженная характеристика следования (см. текст)

рекцию искажений при следовании иглы на высоких скоростях. Используя промежуточные сигналы, можно определить характеристику следования на различных частотах при любой прижимной силе, но указанное изготовителем максимальное значение ее не должно превышаться.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОНЯТИЯ «СПОСОБНОСТЬ СЛЕДОВАНИЯ»

Фирма «Шуар» определяет понятие «способность следования» следующим образом: «термин „способность следования" относится к способности звукоснимателя воспроизводить содержание программы, имеющей высокий уровень. Предел способности следования звукоснимателя при данной прижимной силе и на данной частоте определяется как скорость модуляции (измеренная в сантиметрах в секунду), при которой конец иглы теряет контакт с одной или обеими стенками канавки. Потеря контакта приводит к ярко выраженным искажениям записанной программы».

С помощью анализатора сигналов процентный состав искажений на высоких частотах ($D_{\text{ВЧ}}$) может быть рассчитан по уравнению

$$D_{\text{ВЧ}} = \frac{U_{f=270\ \text{Гц}}}{U_{f=10{,}8\ \text{кГц}}} 100. \tag{8.2}$$

Таким же образом искажения на средних частотах в процентах могут быть определены из уравнения

$$D_{\text{СЧ}} = \frac{U_{f=2{,}5\ \text{кГц}} + U_{f=500\ \text{Гц}}}{U_{f=1\ \text{кГц}} + U_{f=1{,}5\ \text{кГц}}} 100. \tag{8.3}$$

Поскольку низкочастотные сигналы записаны в строгом соответствии с требованиями SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers — общество кино- и телеинженеров) к анализу интермодуляционных искажений, то искажения, вызванные неправильным следованием иглы по канавкам этих полос, лучше всего оценивать так, как указывалось выше [см. гл. 2 и 4 и выражение (2.4)].

Восприятие неправильного следования иглы на слух выражается в изменении тембра в условиях порога неправильного следования, когда вышеупомянутые сигналы воспроизводятся акустической системой.

Дополнительная информация о способности следования иглы по канавкам испытательной пластинки фирмы «Шуар» приводится в статье С. Роджера Андерсона и Поля В. Дженрика в ж. Journal of the Audio Engineering Society, 1972, апрель, т. 20, № 3.

ДРУГИЕ ИСКАЖЕНИЯ ЗВУКОСНИМАТЕЛЯ

Искажения вторых гармоник возникают при неправильном следовании иглы по канавке с записанным сигналом, как показано на рис. 8.32. Они обычно возрастают с повышением частоты и уровня записи.

Так как канавка сжимается по мере уменьшения диаметра пластинки, то такого рода искажения увеличиваются к концу воспроизведения записи. Однако чем меньше радиус конца иглы, тем меньше искажения, и именно в этом случае проявляются достоинства эллиптических игл. Искажения сигнала, вызванные следованием иглы в высокочастотном диапазоне и зависящие от формы канавки (рис. 8.32), показаны на осциллограмме рис. 8.33. Эти искажения могут увеличиваться до очень

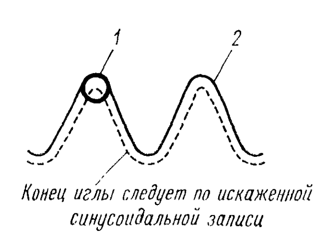


Рис. 8.32. Иллюстрация искажений при следовании иглы по канавке
1 — конец иглы; *2* — записанный синусоидальный сигнал

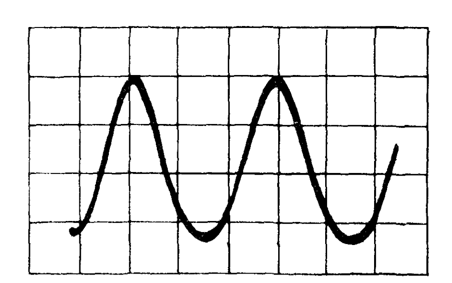


Рис. 8.33. Осциллограмма, показывающая наличие искажений, вызванных неправильным следованием иглы по канавке (см. текст)

больших величин при высоких скоростях записи и на высоких частотах, намного превышая искажения, вызванные другими составляющими звуковоспроизводящей цепи.

Неправильная регулировка горизонтального и вертикального следования звукоснимателя также может увеличить искажения; но вызванные «нормальными» погрешностями искажения обычно меньше по величине искажений, обусловленных неправильным следованием.

ПИНЧ-ЭФФЕКТ

Поскольку канавка нарезается резцом, срез которого выполнен под прямым углом к движению пластинки, то ширина канавки уменьшается по мере приближения наклонно вырезанных

стенок к дну канавки, как показано на рис. 8.34. Это приводит к появлению вертикальных колебаний иглы на частоте, в два раза превышающей частоту модуляций. Это явление носит название пинч-эффекта. В результате пинч-эффекта возникают искажения второй гармоники, но благодаря затуханию пинч-эффект менее заметен при стереовоспроизведении, чем при монофоническом проигрывании.

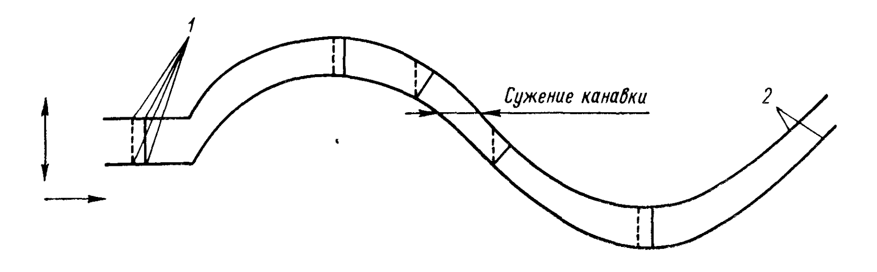


Рис. 8.34. Иллюстрация пинч-эффекта
Сплошные линии в канавке показывают ее сужение и, следовательно, вертикальные компоненты проигрывания, а штриховые — край резца
1 — точки контакта; 2 — стенки канавки

ПОТЕРИ СКАНИРОВАНИЯ И ПЕРЕДАЧИ

Дальнейшее изучение рис. 8.32 показывает, что если радиус конца иглы слишком велик для высокоскоростной (т. е. высокочастотной) модуляции с короткой длиной волны, то отсутствие четкости приводит к потерям на выходе. Это явление называется потерей сканирования.

Потеря передачи также приводит к уменьшению уровня высокочастотного выходного сигнала, но обычно эта потеря считается результатом деформации материала пластинки при высоких ускорениях, так что конец иглы перестает полностью реагировать на модуляции.

НЕСУЩАЯ ЧАСТОТА ДЛЯ ПЛАСТИНКИ СД-4

В свете вышеизложенного читатель может с удивлением спросить, каким образом можно определить несущую частоту 30 кГц для пластинки СД-4 (для ЧМ — до 45 кГц), особенно на внутренних диаметрах пластинки. Сверхмалый активный радиус игл Шибата и Ичикава очень помогает этому. Кроме того, несущая записывается на уровне, который на 19 дБ ниже уровня модуляции левого (L) и правого (R) каналов (см. рис. 7.5); поэтому, хотя частота высокая, ускорение очень невелико.

Удивительно то, что искажение, возникающее в процессе следования иглы при указанной несущей, очень мало. Это показывает осциллограмма несущей, снятая непосредственно со звукоснимателя (рис. 8.35). Осциллограмма на рис. 8.36 иллюст-

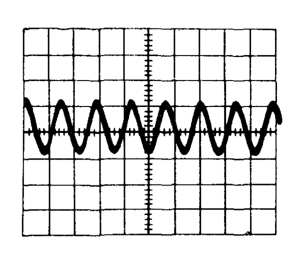


Рис. 8.35. Несущая 30 кГц, полученная от звукоснимателя во время воспроизведения пластинки СД-4

рирует полный «многоканальный» сигнал, полученный от звукоснимателя во время проигрывания музыкальных записей на пластинке СД-4.

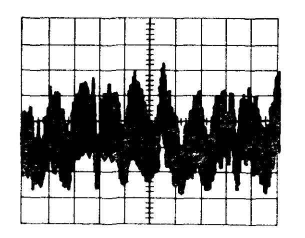


Рис. 8.36. Уникальная осциллограмма, показывающая полный «многоканальный» сигнал, полученный при воспроизведении музыкальной записи с пластинки СД-4

Очень важную роль играют малоемкостные соединения между звукоснимателем и демодулятором СД-4, помогая избежать затухания самого сигнала.

ДИСК ПРОИГРЫВАТЕЛЯ

Энергия от двигателя на диск передается либо с помощью шкива на шпинделе двигателя непосредственно через «промежуточный ролик» (рис. 8.37), либо с помощью вала двигателя от ступенчатого или «передаточного» шкива на нем через пассик (рис. 8.38).

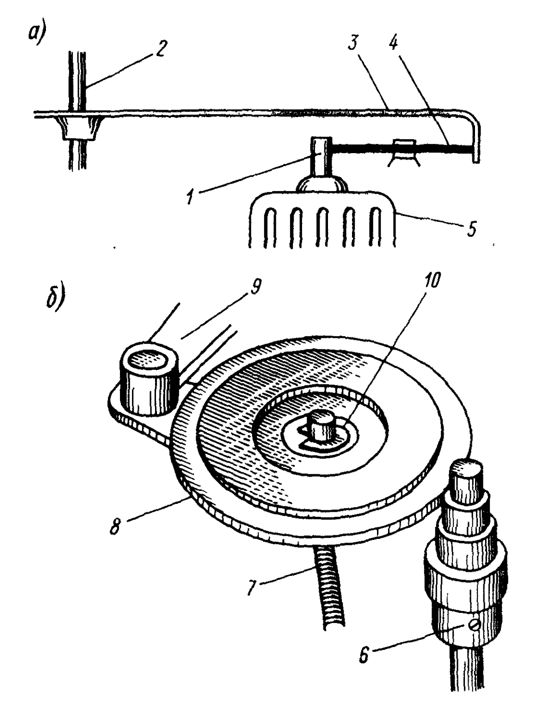


Рис. 8.37. Двигатели проигрывателя: *а* — привод осуществляется от вала двигателя через промежуточный ролик; *б* — то же, от ступенчатого шкива через промежуточный ролик

1 — вал двигателя; *2* — шпиндель диска; *3* — диск; *4* — промежуточный ролик; *5* — электродвигатель; *6* — винт для регулировки высоты промежуточного ролика; *7* — пружина промежуточиого ролика; *8* — узел промежуточного ролика; *9* — рычаг ручного переключения; *10* — прижимная шайба

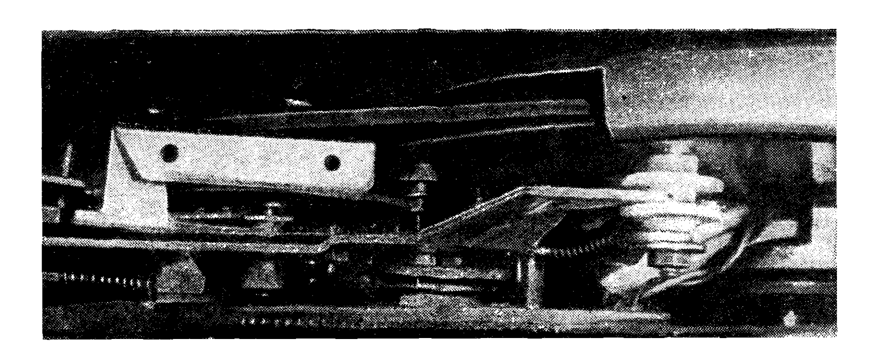


Рис. 8.38. Пассиковый привод (модель Beogram 1000 фирмы «Банг и Олуфсен», Дания)

Когда двигатель соответствующим образом развязан с платой диска, то пассиковое устройство обычно соединено с промежуточным роликом для устранения рокота.

РОКОТ

Один из способов измерения рокота заключается в следующем. На индикаторе устанавливается уровень сигнала с модуляцией 10 см/с на частоте 1 кГц, поступающего от звукоснимателя через откорректированный по стандарту RIAA предварительный усилитель. Уровень этого сигнала сравнивается с уровнем низкочастотного сигнала от звукоснимателя (после низкочастотной фильтрации, устраняющей шум от взаимодействия иглы со стенками канавки), который следует по незаписанной канавке (т. е. по так называемой немой канавке). Тогда рокот у проигрывателя с пассиковым приводом составит 60 дБ.

Часто применяется коррекция по стандартам и документам DIN, МЭК и Национальной ассоциации радиовещания.

ДЕТОНАЦИЯ

Низкочастотная детонация (изменение скорости на частотах ниже 20 Гц) и высокочастотная детонация (изменение скорости на частотах выше 20 Гц) могут создать ложную «модуляцию» сигнала от звукоснимателя. Для устранения этого явления тщательно обрабатываются поверхности приводных механизмов, подшипников и других деталей, а также внимательно продумывается конструкция прибора в целом.

Постоянная скорость обеспечивается либо применением тяжелого, динамически сбалансированного диска и большого синхронного двигателя, работающего от сети переменного тока, либо применением тщательно сбалансированного, менее тяжелого диска и небольшого двигателя с электронной схемой. Имеется проигрыватель (модель TD125 Mk II фирмы «Торенс»), который использует генератор (типа моста Вина) с усилением мощности для приведения в действие двигателя. Изменение частоты вращения диска (16, 33 и 45 об/мин) осуществляется изменением частоты генератора.

У проигрывателей с непосредственным сетевым питанием частота вращения изменяется механическим путем либо с помощью ступенчатого шкива, либо через конический привод, вертикальное положение которого на промежуточном приводном ролике можно отрегулировать так, что будет изменяться и точная подстройка скорости (как в моделях фирмы «Голдринг Ленко» — Goldring-Lenco).

Точная подстройка скорости в проигрывателе с генератором в качестве источника питания сводится к регулировке, создающей небольшие изменения частоты генератора.

ЭЛЕКТРОННАЯ РЕГУЛИРОВКА

Электронные системы связаны с «серворегулировкой» частоты вращения. Небольшой тахогенератор (модели фирм «Пай», «Экко», «Филипс») используется в сочетании с двигателем, воспринимая любое изменение частоты вращения и внося соответствующую коррекцию через электронную схему.

Схема регулировки двигателя проигрывателя модели ZU8 фирмы «Экко» (подобными являются проигрыватели фирмы «Филипс») дана на рис. 8.39, где *М* — двигатель, а *Г* — тахогенератор. Двигатель *М* приводится в действие с помощью транзистора *Т432*, который регулируется транзисторами *Т427* и *Т428*. Выходной сигнал с тахогенератора выпрямляется диодной мостовой схемой, и напряжение снова подается на транзистор *Т427* для осуществления регулировки. Так, если частота вращения двигателя начнет уменьшаться под влиянием увеличивающейся нагрузки, то выходной сигнал тахогенератора также будет уменьшаться. Это увеличит ток в транзисторе *Т432*, проходящий через схему регулировки к двигателю, что вызовет увеличение частоты вращения двигателя или мощности, подаваемой на дополнительную нагрузку.

Изменение частоты вращения (33, 45 и 78 об/мин) осуществляется с помощью схем переключаемого потенциометра на базе транзистора *Т427*. Регулировка меняющейся частоты вращения также производится потенциометрами.

Регулировка быстродействующая (скоростная), и ею можно корректировать как мгновенные, так и медленные изменения частоты вращения, включая детонацию.

Нижняя часть схемы относится к операциям пуска и остановки двигателя и работает в сочетании с фоторезистором *R405* и связанными с ним транзисторами. Транзисторы *Т430* и *Т429* образуют бистабильную схему, которая регулирует транзистор *Т431*. При включении схемы отключается транзистор *Т431* вместе с *Т429*, что приводит к отключению питания двигателя. С помощью переключателя *П4* меняется бистабильный режим, включается транзистор *Т429* и производится пуск двигателя.

Отключение осуществляется либо с помощью переключателя *П3*, который также меняет бистабильный режим на противоположный, либо путем отведения тонарма к центру пластинки (обычно это осуществляется выводной канавкой). Это отведение тонарма является результатом действия заслонки, движущейся перед фоторезистором *R405* и его источником света,

Переключение напряжения	
110 В	2–1
220 В	2–6
127 В	2–4
240 В	2–3

Контакты П2 для переключения скоростей	
33 об/мин 7–1	
45 об/мин 7–3	2–4
78 об/мин 7–5	2–6

Напряжение, измеренное в состоянии покоя (универс. измерительный прибор 40 Ом/В)

Рис. 8.39. Схема электронной регулировки двигателя, примененная в проигрывателе ZU8 фирмы «Экко» (подобная схема использована в проигрывателях фирмы «Филипс» — см. описание схемы в тексте)

так что сопротивление фоторезистора *R405* увеличивается (рис. 8.40). Увеличение этого сопротивления изменяет режим работы транзистора *T431*, что передается на базу транзистора *T430*. В результате меняется бистабильный режим и отключается транзистор *T429*.

Когда заслонка постепенно закрывает источник света по мере проигрывания грампластинки, *RC*-элементы цепи базы транзистора *T431* за счет их постоянной времени задерживают отключение двигателя. Только когда освещение *R405* почти прекращается (т. е. когда головка тонарма выходит в выводную канавку), двигатель отключается.

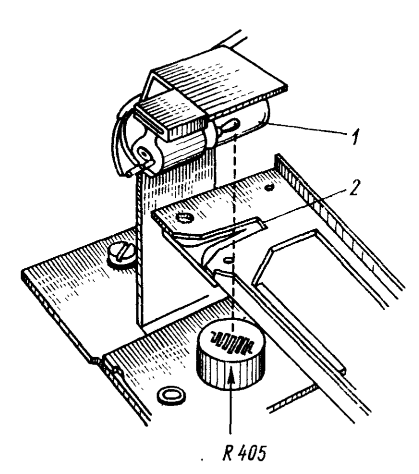


Рис. 8.40. Принцип электронного автоматического отключения двигателя без механической нагрузки, разработанный фирмой «Филипс»
1 — источник света; *2* — «заслонка», связанная с тонармом

Транзисторы *T402* и *T426* обеспечивают стабилизацию напряжения питания через сетевой трансформатор *Тр401* и диодный мост *Д434*.

Основное достоинство схемы заключается в том, что автоматическое отключение осуществляется без какой-либо нагрузки на звукосниматель.

Имеется более усовершенствованная система (фирмы «Филипс»), где для переключения частот вращения и пуска—остановки двигателя применены «сенсорные» переключатели (кнопки, воспринимающие сопротивление кожи пальцев и обеспечивающие запуск транзисторных переключающих схем после легкого касания кнопок концами пальцев).

Имеются другие варианты электронных схем регулировки, в том числе схема «Голдринг Ленко» и устройство фирмы «Банг и Олуфсен», которое включает в себя радиальный (тангенциальный) тонарм и автоматическое управление (рис. 8.41).

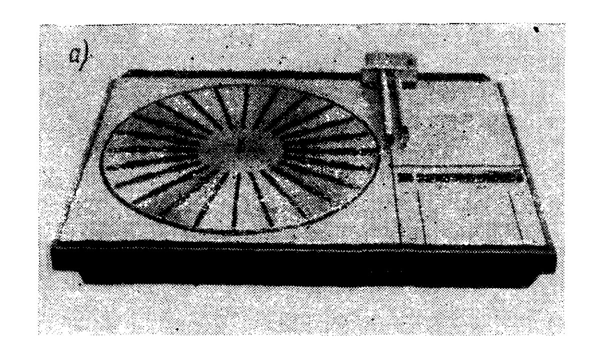


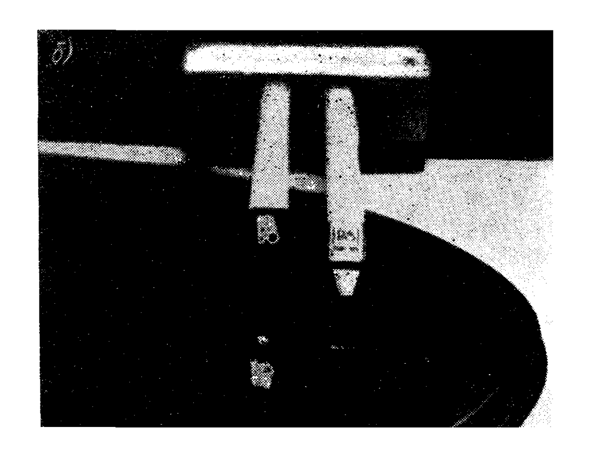
Рис. 8.41. *а* — электропроигрыватель Beogram 4000, тип 5215 фирмы «Банг и Олуфсен» с тангенциальным тонармом и полным автоматическим управлением

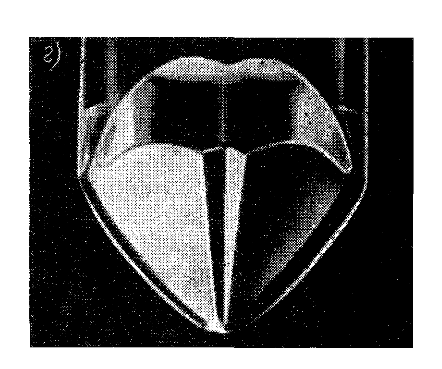
Тонарм имеет серворегулировку для устранения разбаланса нагрузки на стенки канавки. Двигатель регулируется электронным способом. Частота вращения диска переключается автоматически в зависимости от размера пластинки. Пуск, остановка и опускание звукосиимателя на грампластинку осуществляются автоматически. Имеются микролифт и серводвигатель для него

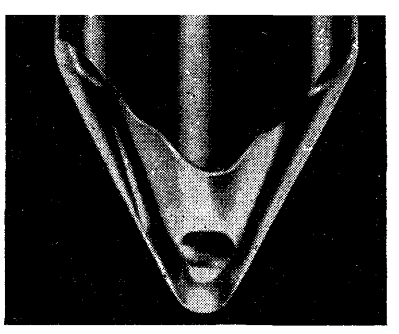
б — устройство для опускания фотоэлектрического звукоснимателя на пластинку и тонарм для определения размера проигрываемой пластинки (параллельно тонарму со звукоснимателем)

Луч света от этого детекторного тонарма отражается на фотоэлектрическом элементе, когда на диске нет пластинки, и импульсы, создаваемые черными бороздками диска, задерживают опускание тонарма

В отличие от часовых механизмов и систем с гистерезисным управлением прошлых веков диск проигрывателя всегда получал энергию от отдельно расположенного двигателя через систему приводов. Это было необходимо из-за относительно высокой частоты вращения двигателя, которую требовалось умень-







в — детали звукоснимателя с малой прижимной силой, используемого с проигрывателем, параметры которого совместимы с параметрами тонарма

1 — эллиптическая алмазная игла; *2* — сверхлегкий алюминиевый иглодержатель; *3* — подвижный микрокрест; *4* — демпфер; *5* — четыре полюсных наконечника; *6* — четыре катушки; *7* — экран из мю-металла; *8* — магнит; *9* — монтажная скоба для использования в стандартном головкодержателе

г — геометрическая форма иглы Праманик, изготовленной из алмаза с горизонтальной контактной поверхностью 7 мкм и вертикальной — 50 мкм, используемой в более новой головке фирмы «Банг и Олуфсен» для воспроизведения квадрафонической грамзаписи (тип ММС 6000)

шить с помощью передачи. Однако использование открытого в последние годы эффекта Холла дало возможность снизить частоту вращения вала двигателя до частоты вращения грампластинки (33 или 45 об/мин), что привело к созданию непосредственно подключаемых двигателей и устранению всевозможных механических соединений и сопутствующих им недостатков.

В проигрывателях фирмы «Дуал» (Dual) применяется этот принцип, и вершина вала двигателя образует шпиндель для насадки грампластинки. Двигатель представляет собой двигатель постоянного тока, который получает питание от регулируемого источника. Два полупроводниковых прибора с эффектом Холла, встроенные в двигатель, осуществляют включение четырех переключающих полупроводниковых схем таким образом, что образуется вращающееся магнитное поле, и ротор двигателя начинает вращаться с частотой созданного вращающегося магнитного поля.

Схема регулировки с обратной связью обеспечивает мгновенную коррекцию частоты вращения путем определения любого ее изменения и повышения или уменьшения значения тока питания. Перекрытие поля намотки исключает эффект «пульсации», и двигатель настолько свободен от колебаний, что не требуется обычной механической развязки. Переключение частот вращения осуществляется электронным путем, и каждая частота вращения имеет собственную точную подстройку, которая действует совместно со схемами, регулирующими приборы с эффектом Холла.

Микрофоны и микшерные пульты

Микрофон — это приемник в противоположность громкоговорителю — излучателю звуковых сигналов. Из звуковых волн он создает напряжение сигнала. Существует много физических принципов создания сигнала, который является электрическим аналогом колебаний звуковой волны. К ним относятся такие, как изменение контактного сопротивления (угольный микрофон), изменение сопротивления (тензодатчики и тлеющий микрофон), пьезоэлектрический (кристаллические и керамические микрофоны), электромагнитный (микрофоны с подвижной катушкой, ленточные и с подвижным якорем) и магнитострикционный. Все эти принципы, а также некоторые другие изучаются в течение многих лет, но особенно часто применяются следующие три: пьезоэлектрический *, электромагнитный и электростатический, или конденсаторный.

Все микрофоны, безусловно, должны иметь мембрану в той или иной форме или другой элемент, реагирующий на звуковую волну. Микрофон, в котором мембрана открыта для звуковых волн только с одной стороны, называется микрофоном давления. Электромагнитные, пьезоэлектрические и конденсаторные микрофоны в большинстве случаев относятся к этому типу.

Ленточный микрофон (относящийся к типу электромагнитных микрофонов), напротив, реагирует на скорость частиц звуковой волны потому, что его мембрана (в данном случае лента) подвержена воздействию звукового поля с двух сторон. Колебания ленты обусловлены различием звукового давления на двух сторонах, поэтому микрофоны этого типа носят название микрофонов градиента давления. Осуществить истинно скоростной принцип работы практически невозможно из-за малоэффективной связи ленты со скоростным компонентом звуковой волны, хотя этот термин иногда используется для описания ленточного микрофона.

* Или электрострикционный (см. примечание на с. 235).

В своей типовой форме микрофон давления имеет ненаправленную характеристику, а микрофон градиента давления — характеристику в виде цифры 8. Однако основные характеристики направленности могут быть видоизменены с целью получения других характеристик направленности. Например, уже созданы ленточные микрофоны с ненаправленными характеристиками, а кардиоидные характеристики можно получить путем комбинирования принципов давления и градиента давления.

ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МИКРОФОНЫ

Один из методов конструирования пьезоэлектрических микрофонов показан на рис. 9.1. Пьезоэлектрический кристалл расположен под углом между двумя электродами так, что давление, которому он подвергается, меняется в зависимости от колебания звука, связанного с диафрагмой. Как уже указывалось (см. гл. 8), пьезоэлектричество вырабатывается определенным кристаллическим материалом, подвергаемым механическому воздействию (деформации или давлению). Кварц — типичный естественный кристалл, проявляющий эти свойства. Среди других материалов можно отметить сегнетову соль, титанат бария, цирконат свинца, первичный фосфорнокислый аммоний и др. Поляризованная электричеством керамика также широко применяется в пьезоэлектрических (керамических) головках звукоснимателей.

Выбор кристаллического материала зависит от требований к окружающим условиям, электрическим и акустическим параметрам. Например, для работы в условиях высоких температур обычно требуется кварц, а фосфорнокислый аммоний применяется при температуре до 50° С. Самым дешевым и наиболее эффективным материалом является сегнетова соль, но она очень чувствительна к сырости и, кроме того, превращается в жидкость при температуре 50° С. Электрический выходной сигнал также определяется типом применяемого кристалла и природой акустико-механического соединения.

Простой недорогой пьезоэлектрический микрофон не отличается очень хорошей частотной характеристикой. В высокочастотной части характеристики наблюдаются пики и провалы, создаваемые высокочастотным резонансом, в низкочастотной — спады, вызываемые электрической нагрузкой. Однако имеются специально разработанные пьезоэлектрические устройства с широкой и равномерной частотной характеристикой, которая иногда захватывает ультразвуковой диапазон. Устройства такого типа имеют довольно высокую стоимость, и чаще всего в них используется фосфорнокислый аммоний.

Существует другая конструкция пьезоэлектрического микрофона, где звуковое давление воздействует непосредственно на

кристалл, представляющий собой «биморфные» изогнутые элементы без обычной мембраны. Звуковое давление вызывает колебания кристаллических пластин, создающих дополнительный электрический выходной сигнал. Микрофоны такого типа обычно называют «звуковыми элементами».

Источник питания пьезоэлектрического микрофона является емкостным, поэтому электрическое соединение лучше всего обеспечивается при высоком сопротивлении. Во входном каскаде

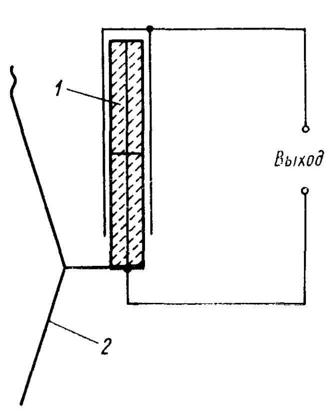


Рис. 9.1. Элементарное представление о пьезоэлектрическом микрофоне
1 — пьезоэлектрический элемент; 2 — диафрагма

лучше всего использовать либо полевой транзистор, либо биполярный, рассчитанный на высокое входное сопротивление, как при катодной нагрузке (см. гл. 3, с. 89).

МИКРОФОНЫ С ПОДВИЖНОЙ КАТУШКОЙ

Микрофоны с подвижной катушкой, относящиеся к электродинамическим микрофонам, по конструкции в основном подобны громкоговорителям с подвижной катушкой, но предназначаются для обратного преобразования сигнала (рис. 9.2). Небольшая мембрана прикреплена к катушке, которая свободно колеблется в сильном магнитном поле, создаваемом круглыми полюсными наконечниками из постоянного магнита. ЭДС катушки пропорциональна скорости ее колебания.

Частотная характеристика микрофона такого типа обычно лучше, чем у пьезоэлектрического, а резонансы лучше сглажены. Мембрана и система катушки имеют резонанс на частоте около 400 Гц, а воздух между мембраной и полюсными наконечниками создает резонанс на частотах 4—6 кГц совместно с массой воздуха в воздушном зазоре катушки. Для подавления

этих резонансов применяются различные искусственные способы.

Источник питания является индуктивным, сопротивление катушки невелико — порядка 30 Ом. Выходной сигнал (напряжение) при таком сопротивлении меньше, чем у большинства пьезоэлектрических микрофонов. Чтобы обеспечить требуемое соединение со входом усилителя, обычно применяется согласующий трансформатор. Он повышает напряжение сигнала пропорционально коэффициенту трансформации и увеличивает сопротивление на квадрат коэффициента трансформации. Можно раз-

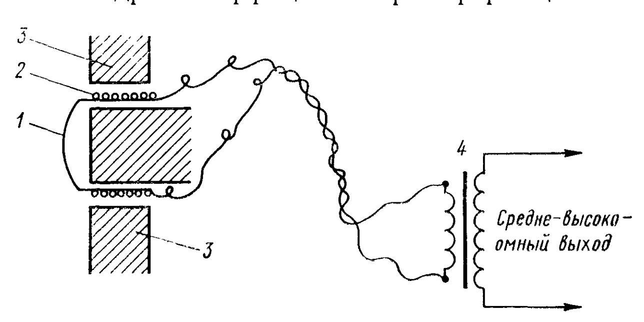


Рис. 9.2. Микрофон с подвижной катушкой и повышающим согласующим трансформатором

1 — диафрагма; 2 — подвижная катушка; 3 — полюсные наконечники; 4 — согласующий трансформатор

работать полупроводниковый усилитель с высоким усилением, с которым микрофонный сигнал низкого уровня с малым сопротивлением может быть соединен непосредственно, но тогда возникает проблема шумов.

ЛЕНТОЧНЫЕ МИКРОФОНЫ

Ленточный микрофон основан на том же принципе генерации сигнала, что и микрофон с подвижной катушкой, только проводник представляет собой металлическую ленту вместо катушки. Это значит, что выходной сигнал и сопротивление у такого микрофона ниже, чем у микрофона с подвижной катушкой. Лента свободно подвешена между полюсными наконечниками из мощного магнита и установлена так, что звуковые волны могут воздействовать на обе ее поверхности (рис. 9.3).

Лента обычно изготовляется из алюминиевой фольги и гофрируется для увеличения площади поверхности. Ленточные микрофоны включают в себя трансформатор для повышения очень низкого сопротивления до значения сопротивления микрофонов с подвижной катушкой (30 Ом или около этого), хотя трансформаторы, используемые в некоторых моделях, повышают со-

противление до значения, удобного для непосредственной подачи его на входной каскад усилителя со средним и высоким сопротивлением без дополнительного согласования сопротивлений.

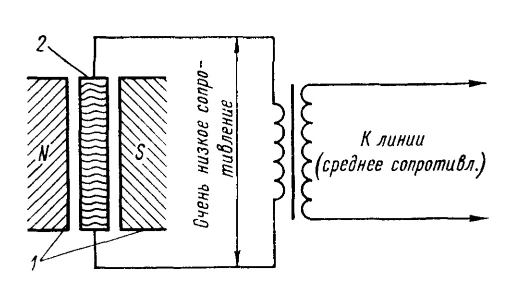


Рис. 9.3. Основной принцип работы ленточного микрофона с повышающим согласующим трансформатором

1 — полюсные наконечники; *2* — лента

КОНДЕНСАТОРНЫЕ МИКРОФОНЫ

Как показывает название, микрофон этого типа представляет собой конденсатор. Одна пластина укреплена неподвижно, другая, состоящая из легкой металлической мембраны, расположенной рядом с неподвижной пластиной, свободно колеблется

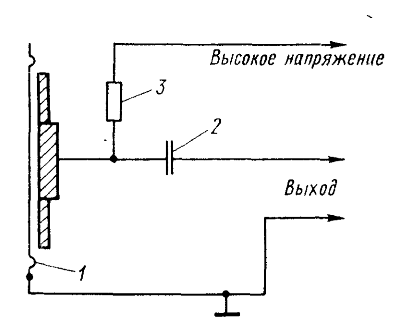


Рис. 9.4. Элементарное представление о конденсаторном микрофоне с соединительными элементами

1 — диафрагма; *2* — соединительный и изолирующий конденсатор; *3* — резистор с высоким сопротивлением

под воздействием звуковых волн. Емкость изменяется в соответствии со звуковой информацией. Необходим источник поляризующего напряжения, который соединяется последовательно с микрофоном через высокоомный резистор (рис. 9.4). Этот резистор независимо от колебаний мембраны обеспечивает постоянное значение заряда. Напряжение удерживает мембрану

в туго натянутом состоянии с помощью электростатических сил, поскольку мембрана имеет небольшую собственную жесткость.

Таким образом, когда значение емкости изменяется, соответственно изменяется потенциал конденсатора, так как он равен заряду, деленному на емкость. Изменяющийся потенциал создает напряжение сигнала, которое подается на встроенный усилитель с соответствующим высоким входным сопротивлением, с тем чтобы выходное сопротивление было согласовано с основным усилителем.

Конденсаторный микрофон — это высококачественное устройство, оно используется в студиях радиовещания и звукозаписи для профессиональных целей. Реже он применяется любителями высококачественной магнитной записи, но в этом случае для получения записей необходимого качества требуется магнитофон высшего класса.

Сравнительно новым вариантом конденсаторного микрофона является электретный микрофон, в котором используются тонкая полимерная пленка в качестве мембраны и встроенный усилитель на интегральной схеме. Микрофоны этого типа чаще применяются в бытовой технике и могут встраиваться в небольшие магнитофоны.

ХАРАКТЕРИСТИКА НАПРАВЛЕННОСТИ

Как уже упоминалось, микрофоны, работающие по принципу давления, имеют ненаправленную характеристику. Это означает, что такие микрофоны реагируют на звуки, поступающие со всех сторон в диапазоне их действия. Их характеристика направленности имеет «сферическое» распределение. Однако на частотах, где длина волны становится равной размеру корпуса микрофона, эта характеристика стремится стать односторонне направленной, в результате чего увеличивается чувствительность к фронтальным звукам, как показано на рис. 9.5.

Микрофон, работающий по принципу градиента давления, напротив, имеет характеристику направленности в виде цифры 8, как показано на рис. 9.6. Микрофон такого типа (т. е. ленточный) реагирует в основном на фронтальные и тыловые звуки, поступающие под углом около 100° в зависимости от частоты.

Характеристика направленности может быть модифицирована в соответствии с преобладающими акустическими условиями или требованием закрыть микрофон с тыла с помощью акустического фильтра (прокладки). Тогда вступает в силу принцип работы по давлению, и характеристика становится односторонне направленной.

Кардиоидная характеристика (в форме сердца) может быть получена путем комбинации принципов работы по давлению

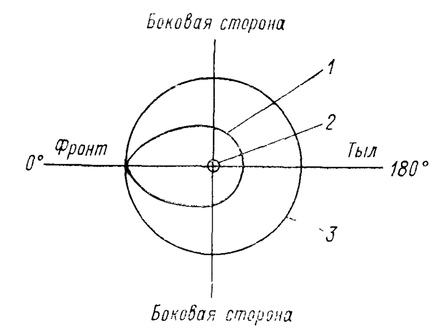


Рис. 9.5. Ненаправленная характеристика, переходящая в односторонне направленную с увеличением частоты

1 — высокие частоты; *2* — микрофон; *3* — низкие частоты

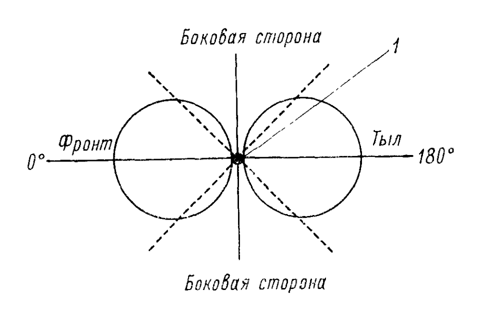


Рис. 9.6. Характеристика полярной направленности в виде цифры 8 ленточного микрофона, работающего по принципу градиента давления

1 — микрофон

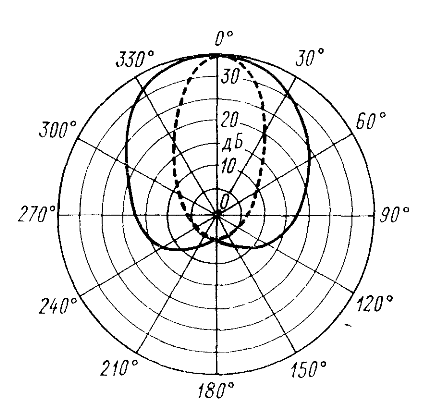


Рис. 9.7. Кардиоидная (сплошная линия) и гиперкардиоидная (штриховая линия) характеристики направленности

и градиенту давления. Комбинированные микрофоны такого типа (т. е. кардиоидные микрофоны) часто используются в студиях радиовещания и звукозаписи, где тыловые звуки могут быть устранены из требуемой «звуковой картины». Кардиоидная характеристика показана на рис. 9.7. Настоящие кардиоидные микрофоны очень дорогие и недоступны массовому любителю магнитной записи. Однако их могут использовать отдельные любители звукозаписи, а также организации, имеющие службы звукоусиления.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ И ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ МИКРОФОНА

Чувствительность микрофона выражается в децибелах относительно 1 В и 1 мкбар (т. е. 1 дин/см^2 — см. гл. 1). Таким образом, микрофон, имеющий чувствительность — 80 дБ на 1 В/мкбар, обеспечивает выходной сигнал на 80 дБ ниже 1 В (т. е. 0,1 мВ), если он подвергается звуковому давлению 1 мкбар.

На общую чувствительность микрофона, естественно, влияет выходное сопротивление. Например, в технических данных микрофона указан его выходной сигнал: —88 дБ при 25 Ом (непосредственно от катушки) и —54 дБ при 50 кОм (через повышающий трансформатор).

Выходное напряжение примерно пропорционально звуковому давлению. Причем интересно отметить, что максимальное среднее квадратическое звуковое давление на расстоянии 304 мм от человеческого рта составляет 10 мкбар при обычной речи; это означает, что выходной сигнал микрофона с чувствительностью —80 дБ будет равен 1 мВ. Звуковое давление уменьшается на 6 дБ при увеличении расстояния вдвое. Если говорящий находится очень близко от микрофона, то максимальное среднее квадратическое давление составляет 100 мкбар.

ВЫБОР МИКРОФОНА

Окончательный выбор микрофона всегда зависит от его применения, а также от возможностей покупателя. Ни один микрофон не выполняет все свои функции одинаково хорошо. Разнообразные ситуации требуют использования различных типов микрофонов, если конечным результатом должно быть высокое качество. В этом случае необходимо совершенное знание микрофонной техники, и любознательный читатель должен обратиться к публикациям по вопросам микрофонной техники и применения микрофонов.

Самым популярным типом микрофонов, имеющим очень широкое применение, является микрофон с подвижной катушкой.

Существует множество видов этих микрофонов, предназначенных для любителей магнитной записи, по доступной цене (ежегодный справочник по аппаратуре Hi—Fi, выпускаемый издательством IPC Electrical-Electronic Year Books Ltd., является исчерпывающим источником информации об имеющихся на рынке микрофонах). Уровень выходного сигнала микрофонов этого типа позволяет подключить их к большинству усилителей, а сопротивление всегда может быть согласовано с помощью трансформатора в самом микрофоне — высокое и среднее значение сопротивления требуется в тех случаях, когда в усилителях (или магнитофонах) нет микрофонного трансформатора.

Среди микрофонов с подвижной катушкой имеются как ненаправленные, так и направленные (т. е. кардиоидные) конструкции.

Чувствительность ленточного микрофона (основанная на общем сопротивлении) незначительно отличается от чувствительности микрофона с подвижной катушкой, и для обоих типов она составляет примерно —70 или —80 дБ. Ленточный микрофон чаще используется в определенных ситуациях, например когда необходима характеристика в виде цифры 8, т. е. когда требуются одинаковая характеристика с фронта и тыла и минимальный прием с боковых сторон.

Качество сигнала у хорошего ленточного микрофона довольно высокое, и если позволяет конструкция, то такой микрофон может эксплуатироваться в режимах кардиоидной и гиперкардиоидной характеристики. Термин «гиперкардиоидная характеристика» означает, что с акустической точки зрения конструкция микрофона продумана так, чтобы можно было расширить направленность основного луча и снизить прием нежелательных звуковых сигналов сзади и с боков (характеристика, обозначенная штриховой линией на рис. 9.7). Микрофоны такого типа позволяют снизить до минимума прием сигналов, находящихся вне главной оси направленности.

Пьезоэлектрические микрофоны по качеству уступают электромагнитным, но их электрический выходной сигнал больше. Микрофоны этого типа обычно используются с недорогими магнитофонами, и, имея высокое сопротивление, могут соединяться со входом микрофона в усилителе без согласующего трансформатора. Однако такое соединение несовместимо с высоким сопротивлением кабеля, поэтому там, где необходим длинный микрофонный кабель, следует использовать электромагнитные микрофоны, чтобы сигнал передавался на усилитель через схему с малым сопротивлением. Длинный кабель при высоком сопротивлении может создать фон и микрофонные проблемы, а емкость кабеля за счет шунтирования может уменьшить выходной сигнал пьезоэлектрического микрофона.

В длинных линиях подключения двойной экранированный кабель, соединенный с усилителем через балансный входной

трансформатор, помогает уменьшить принимаемый фон (рис. 9.8).

Все больше конденсаторных микрофонов по доступной цене появляется на прилавках магазинов, но они главным образом разрабатываются для чисто профессионального применения. Предварительный усилитель (получающий питание в основном от отдельного блока или батарейного источника) часто бывает встроенным и конструируется с использованием полевого транзистора. После усиления сигнал на выходе микрофона ста-

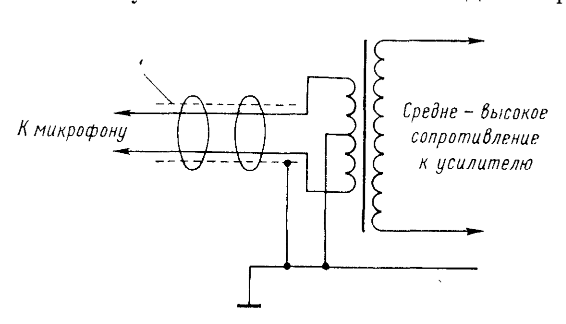


Рис. 9.8. Балансное входное соединение электромагнитного микрофона для снижения фона при включении на длинную линию
1 — сдвоенный экранированный микрофонный кабель

новится достаточно высоким, достигая иногда 2,6 мВ/мкбар при нагрузке 1 кОм. Имеются также микрофоны градиента и конденсаторные с кардиоидной характеристикой.

СПЕЦИАЛЬНЫЕ НАПРАВЛЕННЫЕ МИКРОФОНЫ

Одним из способов улучшения направленности является размещение микрофона в точке фокуса параболического рефлектора, размер которого является достаточно большим по отношению к длине звуковой волны в интересующем диапазоне частот. Следовательно, чем ниже требуемая частота, тем больше должен быть размер рефлектора, и с точки зрения эффективности для нижних частот — до 500 Гц — диаметр рефлектора должен составлять 900 мм. Рефлектор «собирает» звук так, как показано на рис. 9.9, и концентрирует его в микрофоне. Недостаток этого способа состоит в том, что направленность значительно увеличивается с повышением частоты, что можно преодолеть, слегка сместив микрофон с оптимальной точки фокуса.

Другой способ заключается в применении длинной трубки (длиной 200 см в зависимости от требований к низкочастотной характеристике и направленности), к концу которой присоединен через небольшую камеру микрофон. В течение многих лет

этот метод был усовершенствован различными путями с помощью акустических щелей, резистивных фильтров и конусообразных трубок. Как и в случае с рефлектором, идея в данном случае заключалась в том, чтобы сконцентрировать максимум звуковой энергии в микрофоне в пределах желаемого диапазона частот.

Микрофоны с трубкой используются для профессиональных целей при передачах на открытом воздухе, чтобы изолировать удаленные звуки от местных сигналов высокого уровня.

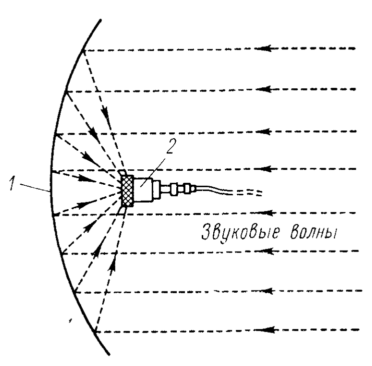


Рис. 9.9. Расположение микрофона в точке фокуса параболоида, улучшающее направленность и чувствительность микрофона

1 — параболоид; *2* — микрофон

Рефлекторная схема предпочитается любителями при записи пения птиц и в других случаях, требующих максимальной концентрации энергии.

Микрофон, уменьшающий шумы,— это еще один тип, который, подобно направленным микрофонам, основан на эффекте акустической интерференции (т. е. на дифференцировании нежелательных звуков благодаря различию между длиной звуковой волны и длиной акустического тракта). Микрофоны этого типа предназначены для работы вблизи рта говорящего человека, и большие исследования были проведены радиовещательной корпорацией Би-би-си для разработки губных микрофонов такого типа.

На основе трех главных типов микрофонов, описанных выше, можно разработать множество разнообразных вариантов. Существуют различные типы микрофонов, прикрепляемых к напольным и настольным держателям, микрофоны с подставками, так называемые микрофоны полного обозрения, лацканные микрофоны, радиомикрофоны и т. д.

Для двухканальной стереофонии необходимы два микрофона или микрофонная система. Большинство любителей стереозаписей использует два обычных микрофона, установленных по разные стороны источника звука. Очень хорошие стереофонические магнитные записи были получены с помощью двух ленточных микрофонов, разнесенных друг от друга на соответствующее расстояние и ориентированных по оси к источнику звука. Для уменьшения приема тыловых сигналов можно использовать кардиоидные микрофоны с подвижной катушкой или ленточные.

Другой подход — применение совмещенных согласованных микрофонов с осями, расположенными под определенным углом (конструкция Блюмлейна), показанным на рис. 9.10, и характеристикой направленности (ленточные микрофоны с характеристикой в виде цифры 8), показанной на рис. 9.11. Метод совмещения микрофонов требует хорошего согласования по фазе и частоте и точной характеристики полярной направленности во всем диапазоне частот для получения стабильной локализации образа.

В тех случаях, когда требуется ярковыраженный эффект «движения», применяется метод разнесения с расстоянием между двумя микрофонами не менее 3 м. Разновидностью метода малого пространственного разнесения является установка двух микрофонов на искусственной голове. Однако большинство специалистов отдает предпочтение все же совмещенной системе микрофонов (рис. 9.11) с использованием, по возможности, односторонне направленных микрофонов с кардиоидной характеристикой полярной направленности. Считается, что затухание и усиление фазы в этом случае не создают дополнительных серьезных проблем.

Профессиональная запись часто требует выделения отдельных инструменталистов, солистов или групп оркестра и ансамбля, и в этом случае используются системы с несколькими микрофонами для записи как в монофоническом, так и в стереофоническом варианте.

Для любительской магнитной записи имеются разнообразные типы стереофонических микрофонов. Чаще всего это — совмещенные микрофоны с осями, направленными под углом 90°, которые соединены между собой так, что угол между двумя осями максимальной характеристики может регулироваться.

Микрофоны иногда располагаются друг над другом для оптимального совпадения фазы. Таким является микрофон фирмы «Банг и Олуфсен», показанный на рис. 9.12. Верхняя и нижняя части микрофона могут быть разделены, если их надо разнести на определенное расстояние друг от друга, и, наоборот, они могут использоваться в виде единой конструкции; причем составные части этого микрофона можно поворачивать относи-

тельно друг друга, а угол между их передними осями указывается на калиброванной шкале.

Как уже отмечалось, этот тип микрофонов создан на основе идей Блюмлейна, высказанных им в 1929 г., когда было обнаружено, что «стереоэффект» связан с различным временем по-

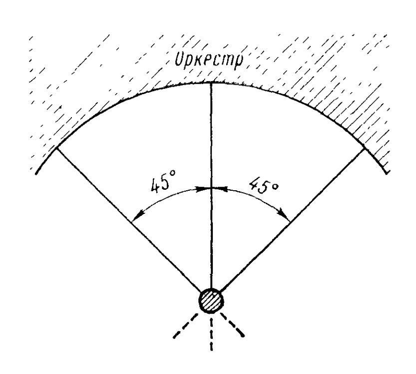


Рис. 9.10. Совмещенные микрофоны с осями, направленными под углом 90°, для стереофонии (конструкция Блюмлейна)

ступления (фазой) к слушателю и относительной силой звука в месте его нахождения. Первоначально применяли два микрофона, близко расположенные друг к другу и разделенные только искусственной головой; но позднее оказалось, что тот

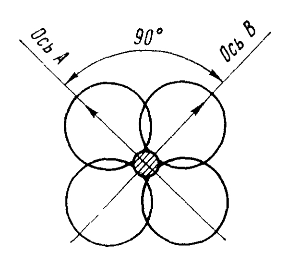


Рис. 9.11. Оси и характеристика полярной направленности системы совмещенных микрофонов, использующей двунаправленные микрофоны

же самый фазовый эффект можно получить, используя систему из нескольких микрофонов с осями, находящимися под прямым углом друг к другу. Фазовое различие между звуками, поступающими на два микрофона, преобразуется в амплитудную разницу микрофонной парой, что является одним из необходимых факторов для стереовоспроизведения. Очень впечатляющий стереоэффект был получен с использованием искусственной головы и трехосевого стереомикрофона МКЕ 2002 с элементом,

расположенным в полости каждого уха (фирма «Зенхайзер», ФРГ).

Фазовые отношения между левым и правым сигналами могут быть показаны на экране осциллографа при подключении сигналов одного канала к усилителю *Y*, а сигналов другого канала — к усилителю *X* (при отключенной развертке). Синфазные компоненты с одинаковой амплитудой образуют линейную

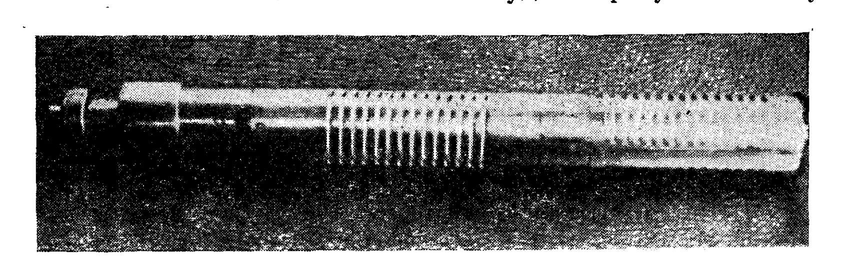


Рис. 9.12. Стереофоническая система совмещенных микрофонов модели ВМ5 фирмы «Банг и Олуфсен» (см. текст)

развертку под углом 45°, а компоненты, отличающиеся по фазе и амплитуде, образуют развертку, отличающуюся от номинальной (см. раздел «Фазовая характеристика» в гл. 5, с. 158).

МИКРОФОНЫ ДЛЯ КВАДРАФОНИИ

Для квадрафонии, или четырехканальной стереофонии, необходимы четыре микрофона, и хорошие результаты можно получить, используя две системы совмещенных микрофонов, причем одна пара предназначается для приема фронтальных сигналов, а другая — тыловых. Квадрафония дает возможность широко экспериментировать с микрофонной техникой, и уже созданы новые методы специально для матричных систем (см. гл. 7 и 12), позволяющие локализовать звуковой образ в окружности 360° и устранить недостатки матричных систем, касающиеся разделения каналов, совместно с применением для этой цели средств фазирования и «логических переключений».

В области квадрафонической звукозаписи еще много неизученных проблем, касающихся также и микрофонной техники, и не следует забывать о совместимости моно-, стерео- и квадразаписей.

МИКРОФОННЫЕ МИКШЕРНЫЕ ПУЛЬТЫ

Микрофоны могут быть соединены параллельно и затем с гнездом общего микрофонного входа усилителя или магнитофона, но этот вариант на практике не рекомендуется. В техни-

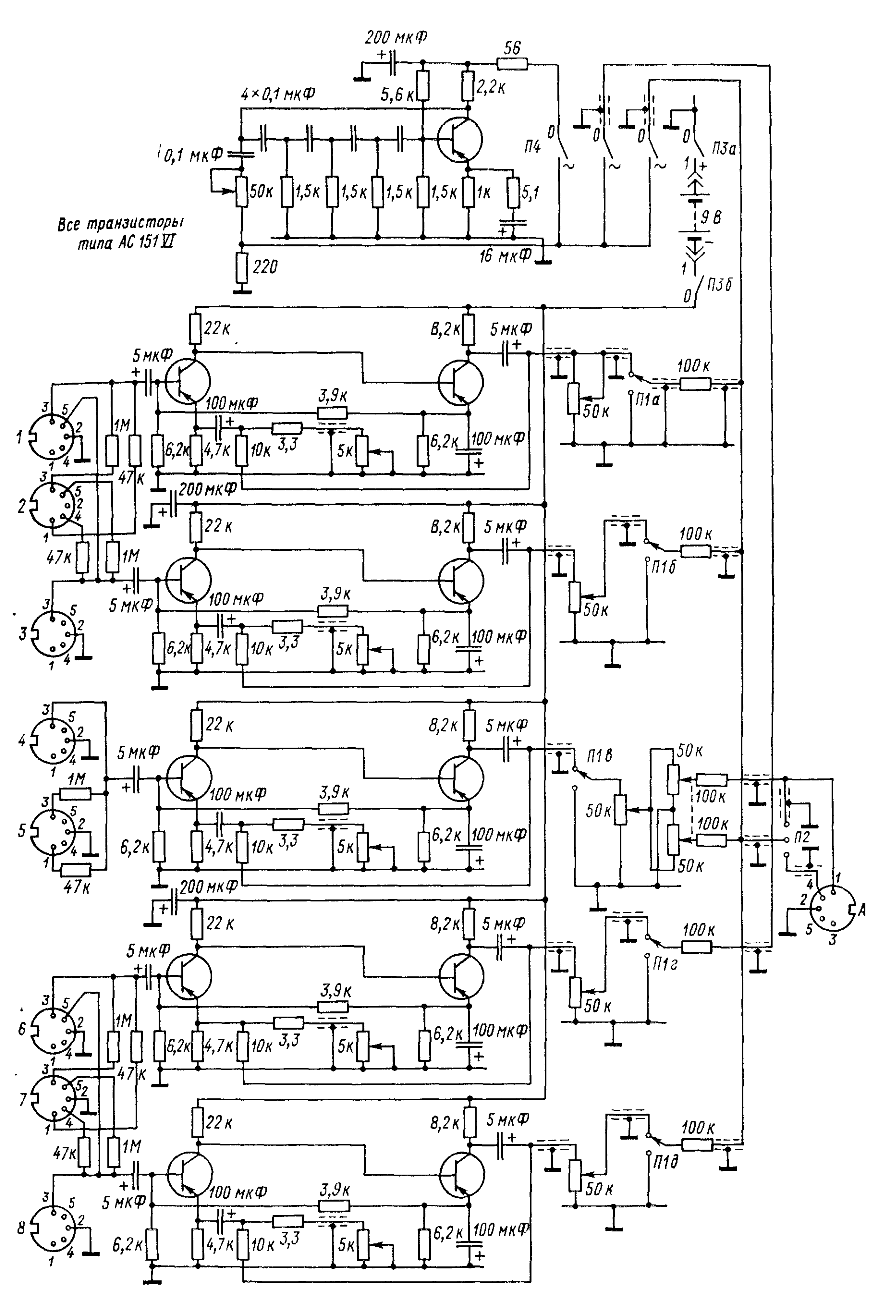


Рис. 9.13. Схема стереофонического микрофонного микшерного пульта А121 фирмы «Уэр»

ческом отношении удобнее использовать микрофонный микшерный пульт, который обеспечивает наилучшее согласование каждого микрофона со входом и полный контроль усиления каждого канала.

На рис. 9.13 приведена электрическая схема стереофонического микшерного пульта модели А121 фирмы «Уэр» (Uher), внешний вид которого показан на рис. 9.14. Он имеет пять смесительных регуляторов движкового типа, расположенных на выходе смесителя для обеспечения оптимального отношения сигнал-шум. Входы *1* и *3*, *6* и *8* являются парными, что дает возможность использовать две пары микрофонов для стереозаписей (т. е. *1* и *3*, *6* и *8*). Чтобы управлять парными регуляторами одновременно, применяется пластмассовое соединительное устройство для механического объединения регуляторов каждой пары. Так, регулятор канала *1* может быть объединен с регулятором канала *3*, регулятор канала *6* — с регулятором канала *8*.

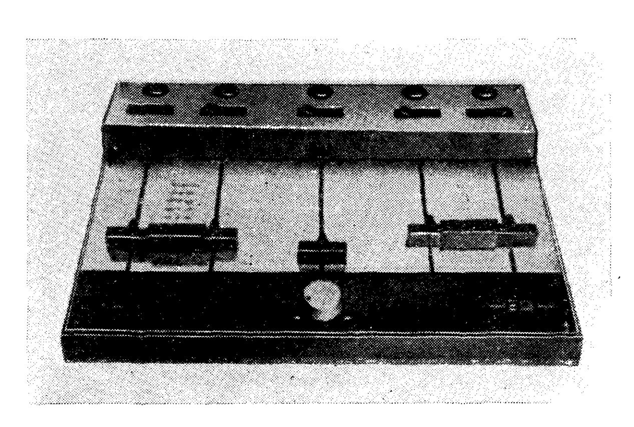


Рис. 9.14. Внешний вид стереофонического микрофонного микшерного пульта А121 фирмы «Уэр»

Каждый канал переключается регуляторами *П1а* и *П1б* и т. д., которые представляют собой отдельные малошумящие переключатели типа «коромысла» на панели микшерного пульта. Переключатель *П2* позволяет выбрать режим моно или стерео, а регуляторы уровня с предварительной настройкой, расположенные между двумя транзисторными каскадами в каждом канале, дают возможность довести усиление до уровня входного сигнала каждого канала.

Микшерный пульт получает питание от небольшого блока батарей общим напряжением 9 В, этот блок управляется переключателями *П3а* и *П3б*. Транзисторный каскад в верхней части схемы представляет собой тон-генератор, переключаемый

переключателем *П4*. С помощью этого генератора регулируется модуляция уровня записи в режимах моно и стерео, после чего уровень сигнала программы может быть отрегулирован в пределах установленного динамического диапазона с помощью регулятора на панели пульта.

Входы и выходы микшерного пульта укомплектованы гнездами, соответствующими требованиям стандарта DIN. Выход осуществляется через гнездо *А*, а входы *1* и *6* предназначены для уровней от 1 до 27 мВ при сопротивлении нагрузки около 3 кОм. Те же условия применимы ко входам *3*, *4* и *8*, тогда как вход *5* рассчитан на прием сигналов среднего уровня с напряжением от 70 мВ до 10 В при сопротивлении нагрузки 1 МОм. Таким образом, имеется пять монофонических входов (*1*, *3*, *4* или *5*, *6* и *8*) и два стереофонических (*2* и *7* или *1* и *3*) плюс монофонические входы (*4* и *5*).

Микшерные пульты для профессионального применения более сложные, чем описанный выше относительно простой пульт, который предназначен в основном для любительской магнитной записи. Тем не менее, основная задача такого пульта та же самая — сохранить наилучшее отношение сигнал-шум на каждом входе (моно или стерео) с полной регулировкой усиления в каждом канале.

Магнитная запись

Хотя за последние годы в области магнитной записи звука есть немало достижений, основные принципы остались неизменными. Звуковая информация по-прежнему наносится на магнитный материал, который представляет собой покрытие на одной стороне тонкой пластмассовой ленты.

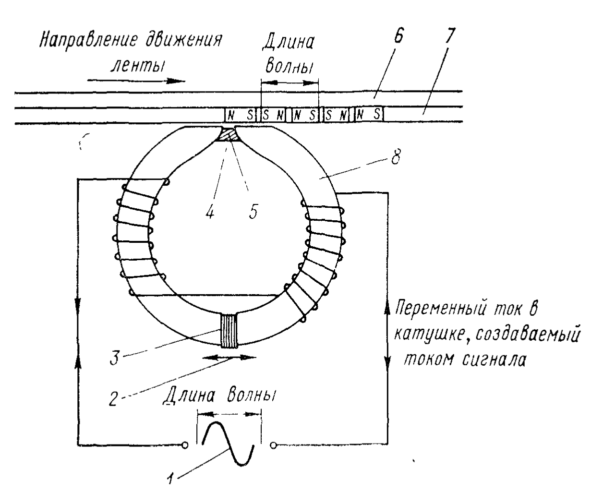


Рис. 10.1. Элементарное представление о магнитной записи (см. текст)
1 — форма волны сигнала; *2* — задний зазор; *3* — прокладка; *4* — зазор; *5* — шайба; *6* — лента; *7* — покрытие; *8* — сердечник

Усилитель, используемый для обеспечения магнитной записи, создает в обмотке записывающей головки ЭДС, которая изменяется в соответствии со звуковым сигналом. В результате создается соответственно изменяющееся магнитное поле в очень маленьком зазоре, образованном магнитными полюсами головки. Звуковая информация с головки переносится на магнитную ленту, которая проходит в непосредственной близости

от зазора с постоянной скоростью, в виде «магнитных образов».

Элементарное представление об этой схеме дано на рис. 10.1. Магнитное покрытие может рассматриваться как бесконечная цепь миниатюрных магнитных элементов переменной длины и напряженности, связанных соответственно с частотой и амплитудой звукового сигнала.

Действительная длина магнитного элемента, соответствующая данной частоте сигнала, зависит от скорости, с которой магнитная лента проходит относительно зазора. Полный цикл сигнала требует двух магнитных элементов, как показано на рис. 10.1.

При воспроизведении магнитной записи лента проходит около зазора такой же головки и переменный магнитный поток, связанный с головкой через полюсные наконечники, создает ЭДС сигнала в соответствующей обмотке, подобную ЭДС во время записи. Полученное напряжение сигнала корректируется и усиливается для воспроизведения через громкоговорители.

ЦИКЛ НАМАГНИЧИВАНИЯ

Цикл намагничивания показан графически на рис. 10.2, где H — напряженность поля намагничивания, а B — его индукция.

Когда намагничиваемый материал является «нейтральным»

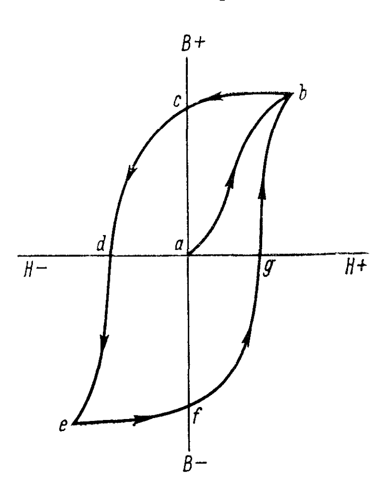


Рис. 10.2. Цикл намагничивания (см текст)

в магнитном отношении и H постепенно увеличивается в положительном направлении, то B будет увеличиваться так, как показывает кривая ab. Если значение H уменьшается (т. е. становится менее положительным), то изменение B не после-

дует назад по той же кривой в сторону a, а пойдет по линии bc, так что даже в нулевой точке H значение B будет ощутимым, что соответствует остаточной индукции в магнитном материале (т. е. в магнитном покрытии ленты).

Когда H возрастает от нуля в отрицательном направлении, то B уменьшается так, как показывает кривая cd, причем в точке d материал снова переходит в «магнитно-нейтральное» состояние. Если H продолжает увеличиваться в отрицательном направлении, то B также увеличивается в этом направлении, как показывает кривая de, причем в точке e материал снова полностью намагничивается, но на этот раз в направлении противоположной полярности. В точке f значение H снова равно нулю, а если H снова начинает увеличиваться в положительном направлении, то B изменяется сначала вдоль кривой fg а затем от нуля до $+B$ вдоль кривой gb.

Существуют четыре особенности цикла намагничивания, или гистерезисная кривая, как ее иногда называют.

НАСЫЩЕНИЕ

Первое — магнитное насыщение материала наступает в том случае, если увеличение H не приводит к дальнейшему увеличению B, т. е. если намагничиваемый материал больше не принимает магнетизма.

НЕЛИНЕЙНОСТЬ

Второе — нелинейность цикла намагничивания, т. е. равное возрастание поля намагничивания не создает подобного возрастания остаточного магнетизма в материале, который намагничивается, когда поле устранено.

ИНДУКЦИЯ ОСТАТОЧНОЙ НАМАГНИЧЕННОСТИ

Третье — значение индукции, которую может сохранить материал, называется остаточной индукцией (B_r), т. е. магнитный поток Ф остается в материале, когда устраняется поле любой величины. Существует связанный с этим явлением термин «остаточная индукция» ($B_{r\,нас}$), который применяется к потоку, остающемуся после устранения поля насыщения.

КОЭРЦИТИВНОСТЬ

Четвертая особенность относится к способности намагниченного материала сохранять свой магнетизм после устранения поля или изменения его полярности. Например, коэрцитивная

сила H_c — это сила размагничивания, необходимая для уменьшения остаточной намагниченности до нуля. Таким образом, она зависит от силы первичного намагничивания. Понятие «коэрцитивность» относится к значению коэрцитивной силы, необходимой для уменьшения остаточной намагниченности до нуля.

Магнитное покрытие ленты, следовательно, должно иметь высокую остаточную намагниченность для обеспечения высокого уровня записи и высокую коэрцитивность для снижения потерь, вызванных размагничиванием, особенно на высоких частотах, где длина магнитных элементов мала. Оно не должно насыщаться слишком рано, так как могут возникнуть пиковые искажения, вызванные нелинейностью на высоких уровнях записи.

Собственная нелинейность — одна из самых больших проблем в магнитной звукозаписи, так как именно с ней связано появление значительных гармонических искажений, если против них не приняты меры. Одним из методов борьбы с нелинейностью переходной характеристики является использование постоянного поля подмагничивания во время записи на магнитной ленте. Однако в результате этого сдвигается рабочая точка в сторону более линейной части характеристики перехода $B=f(H)$. Но этот вариант нельзя считать наилучшим решением вопроса, поскольку применение постоянного поля подмагничивания ухудшает отношение сигнал-шум, уменьшает чувствительность, так как используется только половина характеристики, и обостряет максимальные перегрузки при насыщении.

ВЫСОКОЧАСТОТНОЕ ПОДМАГНИЧИВАНИЕ

Современный метод устранения нелинейности состоит в наложении звукового сигнала на сигнал постоянной частоты, который много выше самого высокого записываемого сигнала звуковой частоты. Этот сигнал, называемый сигналом высокочастотного подмагничивания, имеет диапазон от 30 до 100 кГц и более в зависимости от возможностей магнитофона. Сигнал высокочастотного подмагничивания подается вместе со звуковым сигналом (током) на обмотку записывающей головки.

На рис. 10.3 приведены кривая остаточной намагниченности, или переходная характеристика, магнитной ленты и искажения, воздействию которых подвергается записанный сигнал из-за нелинейности, без какого-либо корректирующего подмагничивания.

На рис. 10.4 показано, как можно преодолеть нелинейность с помощью высокочастотного подмагничивания. При этом создается впечатление, что остаточная намагниченность как бы «вырезается» из более линейных средних частей положительной и отрицательной характеристик.

Следует принять во внимание, что на высокочастотное подмагничивание не должна влиять остаточная магнитная индукция на ленте. Если же это произойдет, то сигнал подмагничи-

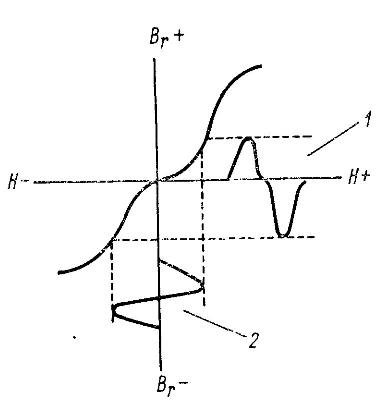


Рис. 10.3. Искажения сигнала записи, вызванные собственной нелинейностью характеристики $B=f(H)$ без подмагничивания

1 — записанный искаженный сигнал; 2 — подаваемый «чистый» сигнал

вания должен быть свободен от гармонических искажений четного порядка.

Подмагничивание не создает остаточной магнитной индукции на ленте, так как любая точка ленты, проходящая вблизи

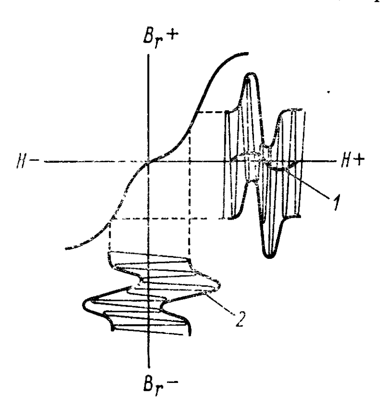


Рис. 10.4. Высокочастотное подмагничивание, уменьшающее искажения сигнала записи

1 — неискаженный записанный сигнал; 2 — сигнал подмагничивания, наложенный на подаваемый сигнал

зазора, подвергается сначала усиливающемуся, а затем ослабевающему воздействию магнитного поля. Таким образом, остаточная магнитная индукция на ленте соответствует звуковой

информации, поэтому магнитная лента считается свободной от избыточной остаточной намагниченности, за исключением случая, когда используется подмагничивание постоянным током.

Остаточная намагниченность, создаваемая постоянным током, имеет место тогда, когда высокочастотное подмагничивание содержит значительные гармонические искажения четного порядка, что приводит к заметному ухудшению отношения сигнал-шум. Для устранения этого явления в дорогих магнитофонах применяются двухтактные генераторы, устраняющие гармонические искажения четного порядка.

ЗАПИСЬ С ВНЕШНИМ ПОДМАГНИЧИВАНИЕМ

Фирма «Акай» (Япония) разработала систему с двумя головками: одна — для звукового сигнала, другая — для высокочастотного подмагничивания, с целью уменьшения влияния, оказываемого высокочастотным подмагничиванием на высоко-

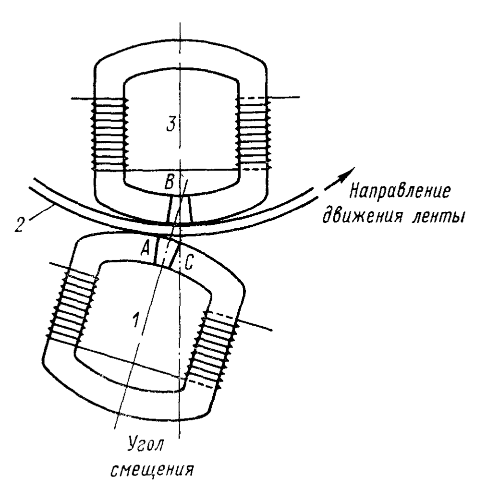


Рис. 10.5. Система внешнего подмагничивания
1 — головка подмагничивания; *2* — лента; *3* — головка сигнала

частотные составляющие звукового сигнала, которые при низких скоростях движения ленты являются значительными.

Основной принцип системы показан на рис. 10.5. Головки звукового сигнала и подмагничивания смонтированы напротив друг друга и слегка смещены по оси. Таким образом, лента эффективно подмагничивается между точками *A* и *C*, прежде чем на нее начнет воздействовать поле записи в зазоре *B*. В некоторых конструкциях головки подмагничивания отводятся назад во время воспроизведения.

Для достижения наилучших результатов различные ленты требуют различных высокочастотных полей подмагничивания для данного уровня записи. При определенном уровне записи первоначальное увеличение тока высокочастотного подмагничивания (проходящего через головку) приводит к снижению искажений и повышению уровня записи. Дальнейшее увеличение подмагничивания, однако, усиливает нелинейные искажения и понижает уровень записи, особенно высокочастотных составляющих звукового сигнала.

Основанные на обычном методе высокочастотного подмагничивания (т. е. не на методе внешнего подмагничивания), кривые на рис. 10.6 показывают, как выходной сигнал с частотой 1, 5 и 15 кГц и искажение третьей гармоники изменяются с изменением тока высокочастотного подмагничивания. Эти кривые относятся к току сигнала 0,63 мА и характеризуют записывающую головку с индуктивностью 7 мГн и воспроизводящую головку с индуктивностью 75 мГн (обе разработаны фирмой «Филипс»). На рис. 10.6 0 дБ приблизительно соответствует 1,85 мВ.

Кривые на рис. 10.7 показывают, как выходной сигнал и искажение третьей гармоники изменяются с изменением тока сигнала, проходящего через записывающую головку, причем параметры в этом случае те же, что и на рис. 10.6.

В единицах системы СИ магнитный поток ленты измеряется в нановеберах на метр (нВб/м). Раньше он выражался в миллимаксвеллах на миллиметр (мМкс/мм). Для преобразования следует помнить, что 1 Вб$=10^8$ Мкс, что соответствует 10^8 магнитным линиям (т. е. 1 мМкс/мм$=10$ нВб/м).

Один вебер равен потоку магнитной индукции через площадь, ограниченную замкнутым контуром, если при равномерном убывании этого потока до нуля за одну секунду в контуре возникает ЭДС индукции 1 В (1 Вб$=1$ В$\cdot$1 с).

Магнитный поток, записанный в дорожке, является функцией ее ширины. Например, если на ленте шириной $^1/_4$ дюйма (6,35 мм) записаны две дорожки и уровень записи соответствует 250 нВб/м, то магнитный поток на всей ширине ленты составит 1,587 нВб (т. е. $250\times6{,}35\times10^{-3}$). Именно этот поток создает ЭДС в головке воспроизведения с обеих дорожек.

Дорожка на половине ленты шириной 6,35 мм (с учетом предохранительной полосы) имеет ширину приблизительно 2,5 мм, поэтому когда на ней производится запись до вышеупомянутого уровня (250 нВб/м), то магнитный поток составляет 0,625 нВб. Таким образом, при одинаковой чувствительности головка воспроизведения с одной дорожки имеет ЭДС, в 0,393 раза меньшую ЭДС головки воспроизведения с обеих дорожек; следовательно, уровень сигнала на выходе у нее будет на

7—8 дБ ниже. Чем у́же дорожка и меньше соответствующий записанный поток, тем меньше уровень выходного сигнала от звуковоспроизводящей головки данной чувствительности. Это

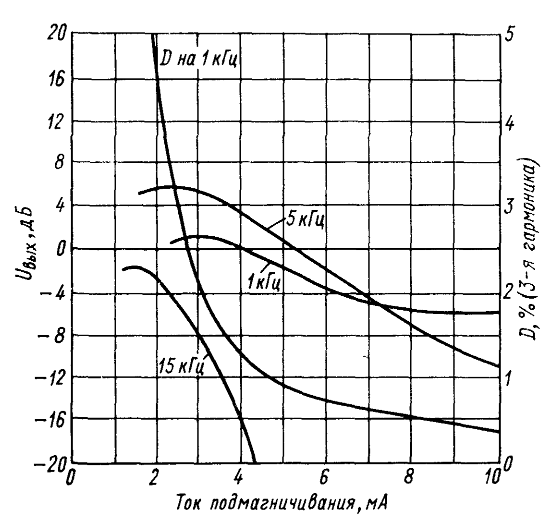


Рис. 10.6. Искажения третьей гармоники на частоте 1 кГц и выходной сигнал на частотах 1, 5 и 15 кГц относительно значения тока высокочастотного подмагничивания

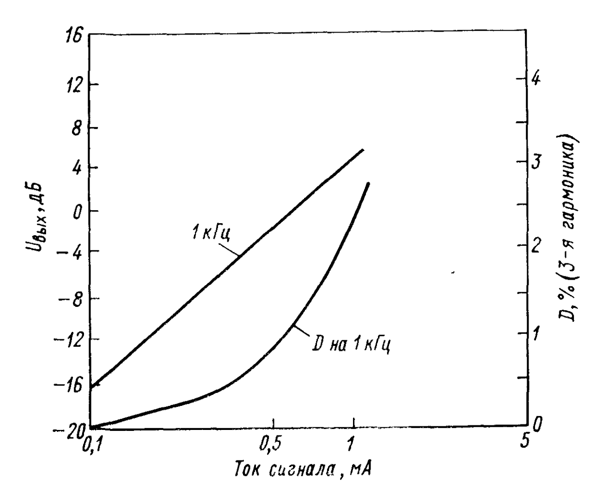


Рис. 10.7. Выходной сигнал и искажения на частоте 1 кГц относительно тока сигнала

одна из причин снижения отношения сигнал-шум при уменьшении ширины дорожки. Существуют испытательные ленты (табл. 10.1) со специально записанными потоками и характеристиками коррекции.

Таблица 10.1

Фирма, стандарт	Назначение ленты и условия измерения
Фирма BASF (UK), Ltd., Лондон	Лента для коррекции положения головки 5,6—16 кГц (шум), полная ширина ленты, третья дорожка стирается; 45 нВб/м
Измерительные ленты по стандарту DIN	31,5 Гц — 18 кГц; 320 нВб/м; 70 мкс; 31,5 Гц — 18 кГц; 320 нВб/м; 50/3180 мкс; 31,5 Гц — 16 кГц; 250 нВб/м; 90/3180 мкс; 31,5 Гц — 10 кГц; 250 нВб/м; 120/3180 мкс
Измерительные компакт-кассеты по стандарту DIN	DIN 45 513/6 (Fe) 4,75/3,81; DIN 45 513 (Cr) 4,75/3,81. Скоростные испытания 4,75/3,81; 50 Гц. Испытания ВЧ-детонации 4,75/3,81; 3150 Гц. Испытания ВЧ-детонации 4,75/3,81; 3000 Гц. Сервис-кассета 4,75/3,81 (Fe). Испытания «Долби Б» 4,75/3,81
Фирма «Грундиг» (GB), Лондон	Эталонные ленты: 100 Гц, 3 кГц, 3,15 кГц; скорость, НЧ и ВЧ-детонация при скорости 4,75; 9,5 и 19 см/с. 1 кГц и 8 кГц; регулировка общего назначения Измерительные ленты: Частота 8 кГц; относительная частота 333 Гц при 250 нВб/м, ±0,5 дБ и искажениях менее 2%. То же для частотной характеристики (воспроизведение) для DIN45 513 на частотах 1 кГц, 40 Гц, 333 Гц, 8 кГц и 12,5 кГц; пустые участки для регулировки записи

ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ

Ширина зазора воспроизводящей головки значительно влияет на высокочастотную характеристику, так как изменение магнитного потока в полюсных наконечниках уменьшается, если длина волны записанного сигнала (см. рис. 10.1) соответствует эффективной (см. ниже) ширине зазора; причем выходной сигнал становится равным нулю на так называемой предельной частоте. Длина волны записанного сигнала выражается формулой

$$\lambda = \frac{v}{f}, \tag{10.1}$$

где λ — длина волны, мкм; v — скорость движения ленты мкм/с; f — частота, Гц. Таким образом, при эффективной ширине зазора 15 мкм и скорости 19 см/с частота затухания равна 12,6 кГц. Точка —3 дБ находится примерно на половине этой частоты, т. е. на частоте 6,3 кГц в нашем примере. Коррекция производится на этой частоте. Следовательно, это — не наивысшая частота, которую может воспроизводить такая головка, так

как усиление сигналов записи и воспроизведения может быть применено к сигналам более высокой частоты.

Считая, что выходной сигнал от воспроизводящей головки может выходить за пределы спектра, мы должны принимать во внимание природу записи. Должна быть обеспечена подача постоянного сигнала от усилителя записи. Это означает, что сигнал должен быть постоянным при любой данной амплитуде независимо от частоты. Исключая потери при записи (см. ниже) и используя постоянный сигнал (т. е. сигнал синусоидальной формы), можно обеспечить постоянный магнитный поток, индуцированный на магнитной ленте, во всем диапазоне частот.

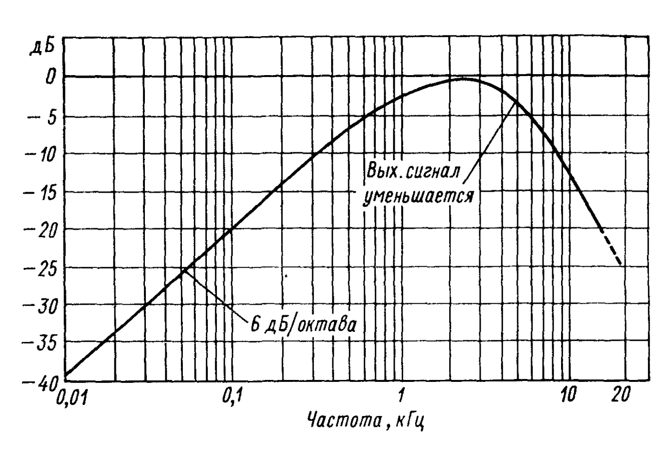


Рис. 10.8. Выходной сигнал звуковоспроизводящей головки магнитофона при постоянном токе записи

Если воспроизвести запись на магнитной ленте, сделанную с использованием скользящего тока, то сигнал от звуковоспроизводящей головки будет иметь характеристику, показанную на рис. 10.8. Первоначальная скорость подъема характеристики 6 дБ на октаву вызвана увеличением скорости изменения магнитного потока с увеличением частоты. Так как это — линейная зависимость, то сигнал, поступающий от головки, удваивается каждый раз с удвоением частоты.

Если бы не было потерь, создаваемых головкой, то выходной сигнал продолжал бы увеличиваться при такой скорости. Однако на определенной высокой частоте он перестает увеличиваться и начинает снижаться. Именно в этот момент начинают сказываться потери. «Граничная частота», как ее иногда называют, возрастает с уменьшением ширины зазора и увеличением скорости движения ленты и уменьшается с увеличением расстояния магнитного покрытия ленты от полюсных наконеч-

ников зазора (это может быть вызвано наличием продуктов износа магнитной ленты и т. д., находящихся вокруг зазора).

Природа магнитной ленты обеспечивает приведение ее в ненамагниченное состояние путем саморазмагничивания с увеличением частоты, так как чем меньше длина записанных «магнитов», тем ближе их конечные полюсы и, следовательно, тем больше возможность размагничивания в зависимости от коэрцитивной силы ленты. Ясно, что размагничивание имеет место на более низкой частоте, когда лента записана со скоростью 4,75 см/с, а не со скоростью 19 см/с и выше. Но это не окончательный вывод, поскольку, несмотря на запись при постоянном токе, магнитный поток на ленте не является постоянным во всем спектре. Потери в уровне записи также вызваны влиянием головки, удалением ленты от головки и «глубинными потерями» из-за высокочастотных сигналов с короткой длиной волны, магнитное поле которых находится близко от поверхности покрытия, что приводит к малой отдаче более глубоких слоев покрытия при воспроизведении сигналов высокой частоты.

КОРРЕКЦИЯ

Коррекция имеет большое значение для обеспечения «равномерного» выходного сигнала. Часто применяется низкочастотное усиление в предварительном усилителе головки при воспроизведении, которое осуществляется с помощью частотнозависимой отрицательной обратной связи. При этом обратная связь уменьшается с понижением частоты, вызывая подъем усиления в предварительном усилителе со скоростью 6 дБ на октаву. Скорость 6 дБ на октаву обеспечивается с помощью RC-цепи. Этот метод описан в гл. 3, в частности для коррекции магнитного звукоснимателя. Этот принцип абсолютно идентичен коррекции воспроизведения магнитной звукозаписи, но с другими постоянными времени (см. рис. 10.22 и 10.25).

Можно применять пассивные цепи коррекции, которые по своей основной форме напоминают простую цепь RC. На рис. 10.9 показана однополюсная цепь, обеспечивающая усиление низких частот или спад высоких. Простые схемы, наподобие указанной, часто имеют постоянную времени T, которая по значению равна произведению RC. Следовательно, $T=RC$, где T выражается в секундах, C — в фарадах и R — в омах. Величина T в этом случае обозначает время, необходимое для увеличения разности значений потенциала до 0,632 его конечного значения или для уменьшения ее до 0,368 первоначального значения потенциала.

Это требование относится к частотной характеристике воспроизведения, которая является дополнением к выходной характеристике головки при воспроизведении магнитной записи,

выполненной согласно специальному стандарту (см. табл. 10.1), и так как переходная частота связана со скоростью движения ленты, то коррекция может также относиться и к ней.

Хотя кривая на рис. 10.8 построена с учетом того, что увеличение выходного сигнала точно составляет 6 дБ на октаву, начиная с очень низкой частоты, это не всегда так, поскольку

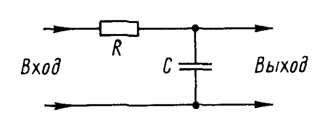


Рис. 10.9. Простая однополюсная цепь для подъема низких частот или среза высоких частот с постоянной времени, равной RC [см. уравнение (10.2)]

при большой длине волны сигнала на низких частотах уменьшается магнитный поток, связанный с полюсными наконечниками, что может ускорить уменьшение выходного сигнала на низких частотах с 12 до 18 дБ на октаву. Это уменьшение ино-

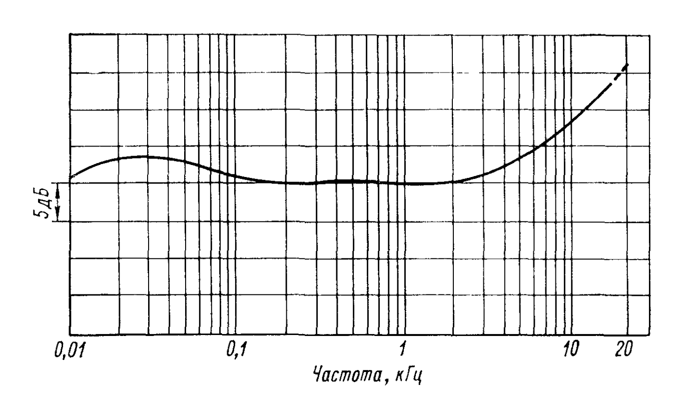


Рис. 10.10. Характеристика коррекции записи, показывающая усиление низких и высоких частот

где корректируется небольшим усилением низких частот во время записи.

Спад на высоких частотах после граничной частоты корректируется усилением высоких частот либо во время записи (предыскажения) и воспроизведения, либо только во время воспроизведения. Кривые записи и воспроизведения, полученные с учетом всех этих факторов, приведены на рис. 10.10 и 10.11. Точная коррекция зависит от скорости движения ленты, причем следует учитывать требования различных стандартов, некоторые из них приведены в табл. 10.2.

В настоящее время разрабатываются новые стандарты, в частности относящиеся к кассетным магнитофонам (со скоростью движения ленты 4,75 см/с), использующим ленту из двуокиси хрома; причем одно новшество касается изменения постоянной времени проигрывания со 120 до 70 мкс (МЭК, Документ 60А, секция 25, декабрь 1970). Следовательно, магнитофон, правильно откорректированный в соответствии со специальными требованиями стандарта, будет иметь равномерную характери-

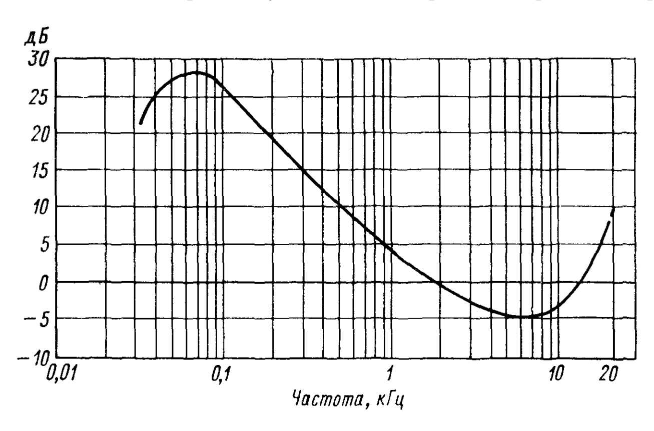


Рис. 10.11. Характеристика коррекции воспроизведения, показывающая усиление высоких частот, что помогает исключить потери головки на высоких частотах

Таблица 10.2

Стандарт	Скорость движения ленты					
	4,75 см/с *		9,5 см/с		19 см/с	
	НЧ	ВЧ	НЧ	ВЧ	НЧ	ВЧ
МЭК 94, BS1568 (1970)	—	120 **				
МЭК 94, BS 1568 (1970)	1590	120				
МЭК 94 (Европа)			3180	140		
МЭК 94 (Европа)			—	90		
МЭК 94 (Англия), BS1568 (1970)			3180	90		
CCIR	—	280	—	140		
МЭК (Франция)					—	50
NAB, МЭК (США)					3180	50
CCIR/DIN, МЭК 94 (Англия), BS 1568 (1970)					—	70

* В последних стандартах приведены величины 3180/120 и 3180/70 для лент с высокой энергией из CrO_2.

** Значения относятся к постоянным времени в микросекундах.

стику при использовании ленты с дополняющими характеристиками. Кроме того, магнитофон, отрегулированный для получения равномерной общей характеристики записи-воспроизведения по стандарту, произведет запись, соответствующую равномерному воспроизведению на любом другом магнитофоне, отвечающем требованиям стандарта, т. е. стандарты облегчают обмен записями.

Профессиональные магнитофоны, имеющие скорость движения ленты 38 или 76 см/с, могут воспроизводить запись при постоянном токе в первичной полосе пропускания с постоянной времени проигрывания 35 мкс. Низкочастотные и высокочастотные постоянные времени в табл. 10.2 относятся в основном к начальным (стартовым) частотам коррекции, определяемым отношением

$$f_{3\,дБ} = \frac{1}{2\pi T}, \qquad (10.2)$$

где $f_{3\,дБ}$ — частота в точке 3 дБ частотной характеристики, Гц, а T — постоянная времени, с. Частота $f_{3\,дБ}$ часто рассматривается как переходная частота, поэтому, используя уравнение (10.2) и выбирая постоянную времени по табл. 10.2, можем получить переходную частоту, данную в табл. 10.3.

Таблица 10.3

Постоянная времени, мкс	Переходная частота, Гц
50	3183,098
70	2273,641
90	1768,388
120	1326,291
140	1136,820
280	568,410
1590	100,097
3180	50,048

Переходные частоты, соответствующие некоторым другим часто используемым постоянным времени, приведены в табл. 10.4.

Как уже отмечалось, высокочастотную характеристику некоторых магнитофонов можно расширить, усиливая высокие частоты в воспроизводящем усилителе (за счет уменьшения обратной связи на высоких частотах), но это не всегда возможно. Кривые на рис. 10.12, например, показывают характеристики воспроизведения для трех скоростей движения ленты без усиления высоких частот и с небольшим спадом низких

частот. Дополнительные характеристики записи на рис. 10.13 показывают усиление высоких частот (предыскажения) и также спад низких частот. Следует отметить, что хотя величина предыскажений больше при более низких скоростях движения ленты, но это вызвано только тем, что переходная частота ниже (т. е. больше постоянная времени). Наклон характеристики однополюсной RC-цепи в конечном счете предполагает изменение

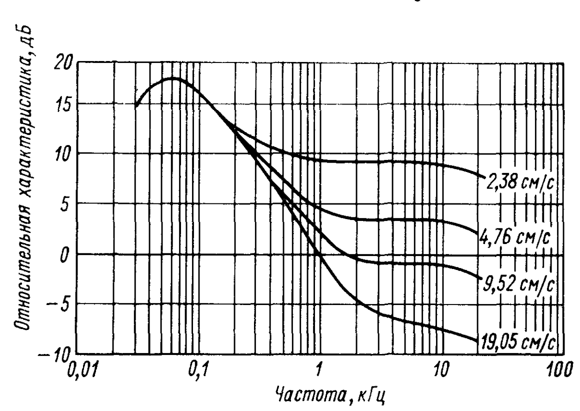


Рис. 10.12. Характеристики воспроизведения для трех скоростей движения ленты, показывающие срез низких частот

6 дБ на октаву. Переходные частоты кривых, таким образом, зависят от скорости движения ленты, а постоянные времени, соответствующие кривым на рис. 10.12 и 10.13, могут быть получены с помощью уравнения (10.2).

Таблица 10.4

Постоянная времени, мкс	Переходная частота, Гц
200	795,774
100	1591,549
35	4547,283

Не все стандарты предусматривают низкочастотную коррекцию, а стандарты, приведенные в табл. 10.2, относятся в основном к гамма-феррооксидным лентам (γFe_2O_3). Предлагаемая уменьшенная высокочастотная постоянная времени воспроизведения для хром-диоксидной ленты (CrO_2), применяемой в кассетных магнитофонах со скоростью движения ленты 4,75 см/с, позволяет максимально использовать преимущества улучшен-

ной высокочастотной характеристики этой ленты (т. е. коррекция влияет на высокую частоту — см. рис. 10.20).

В максимальном динамическом диапазоне следует не только оптимизировать коррекцию для используемого типа ленты, но и устранить возможные искажения, вызываемые головкой или насыщением ленты. Высокочастотное смещение, а также тип и природа ленты влияют на динамический диапазон.

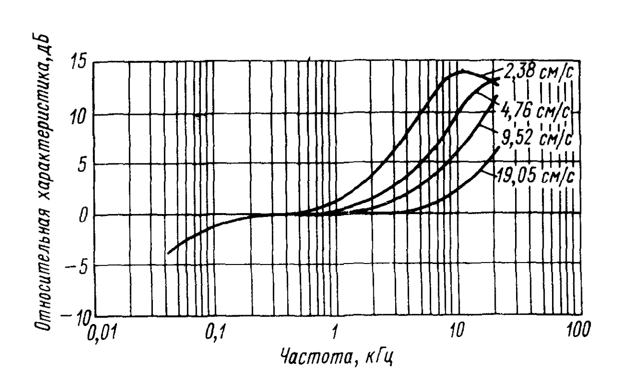


Рис. 10.13. Характеристики записи для трех скоростей движения ленты (дополнение к характеристикам на рис. 10.12)

Акустические свойства ленты могут быть определены путем применения относительного смещения, чтобы максимальный выходной уровень на частоте 8 кГц был на 10 дБ ниже уровней на частотах 315 и 333 Гц (первая частота соответствует уровню, при котором интермодуляционные искажения составляют 20% — сжатие сигнала около 2 дБ, вторая — уровню, где искажения третьей гармоники равны 5%). Затем следует определить динамический диапазон и чувствительность, а при необходимости и отношение сигнал-шум ленты.

ГОЛОВКИ

Многие бытовые магнитофоны имеют одну головку для записи и воспроизведения. Некоторые же модели имеют различные головки отдельно для каждой операции. Имеется также еще одна головка для стирания записей, получающая питание от высокочастотного генератора. Основной лентопротяжный механизм и положение головок показаны на рис. 10.14, где видно, что лента, прежде чем подойти к головке записи-воспроизведения, проходит около головки стирания. Сигнал стирания действует только во время записи.

Все головки электромагнитные. Согласующие элементы схемы соответствуют сопротивлению обмотки. Если использу-

ется отдельная головка для записи, то зазор для нее делается больше, чем для головки воспроизведения, так как последняя более критична в отношении прилегания ленты к зазору, а первая обеспечивает снижение искажений на средних частотах, если ширина зазора примерно равна глубине покрытия ленты. Единая головка для записи-воспроизведения требует компромиссных решений. Зазор головки стирания может быть равен 30 мкм.

Задний зазор, показанный на рис. 10.1, обеспечивает высокое магнитное сопротивление и постоянную проницаемость в магнитной цепи. Этот зазор больше активного зазора, и без

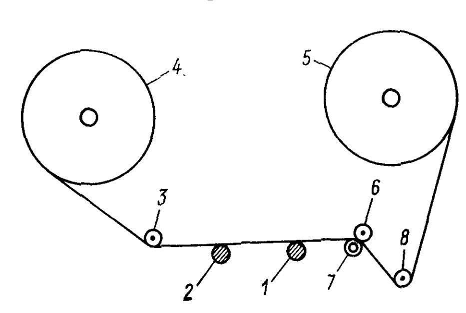


Рис. 10.14. Лентопротяжный механизм и расположение головок

1 — головка записи-воспроизведения; *2* — головка стирания; *3* — стабилизатор; *4* — подающая катушка; *5* — приемная катушка; *6* — пинч-ролик; *7* — тон-вал; *8* — ролик натяжения

него магнитное покрытие образует замкнутую магнитную цепь. Это нежелательно из-за уменьшения эффективной проницаемости (отношения B/H) железа с повышением частоты записи.

Полюсные наконечники иногда изготовляются из слоистого пермаллоя в виде полуколец, в которых зазоры заполнены изолирующим материалом. Более новые головки делаются из кристаллических ферритов, помещенных в стекло; при этом магнитное поле концентрируется в узком продолговатом пространстве, где обеспечивается его максимальное сосредоточение (т. е. сфокусированное поле, по определению фирмы «Акай»). В этом случае возможно использование очень маленьких зазоров, необходимых для кассетных магнитофонов со скоростью движения ленты 4,75 см/с.

ЭФФЕКТИВНЫЙ ЗАЗОР

Эффективный зазор больше физического зазора благодаря «распространению» поля и отсутствию абсолютной близости между полюсными наконечниками и прокладкой. При низкой скорости движения ленты в кассетном магнитофоне (табл. 10.5)

эффективный зазор составляет всего несколько микрометров, обеспечивая достаточную высокочастотную характеристику. Например, характеристика с ослаблением до −3 дБ при эффективном зазоре менее 4 мкм не превышает 6 кГц при обычной скорости движения ленты (см. с. 294), отсюда следует необходимость увеличения высокочастотной постоянной времени и усиления высоких частот при воспроизведении. Потери ленты также выше при этих очень небольших длинах волн сигнала.

Таблица 10.5

Скорость движения ленты		Размеры катушек	
см/с *	дюйм/с	см *	дюймы
2,38	$^{15}/_{16}$	7,62	3
4,75	$1^{7}/_{8}$	10,16	4
9,52	$3^{3}/_{4}$	12,70	5
19,05	$7^{1}/_{2}$	14,60	$5^{3}/_{4}$
38,10	15	17,78	7
76,20	30		

* Числа округленные.

СКОРОСТЬ ДВИЖЕНИЯ ЛЕНТЫ

Скорость движения ленты в кассете сейчас стандартизована и составляет 4,75 см/с, а разработка головок, лент и электронных узлов такова, что с использованием системы понижения шума вполне возможно обеспечить высокое качество воспроизведения музыкальных записей. Более низкие скорости движения ленты в катушечных магнитофонах предназначаются для воспроизведения речи, а скорости 9,5 и 19 см/с — для воспроизведения музыки. Только профессиональные магнитофоны имеют скорости движения ленты 38 и 72 см/с. Восьмидорожечные магнитофоны (с картридж-кассетами) работают на скорости 9,5 см/с.

ДОРОЖКИ МАГНИТНОЙ ЛЕНТЫ

На ленте кассеты шириной 3,7 мм могут быть записаны две или четыре дорожки. Они обеспечивают моно- или стереозапись на каждой половине ленты. Совместимость с монозаписями обеспечивается тем, что монофоническая головка одновременно перекрывает две стереодорожки (рис. 10.15).

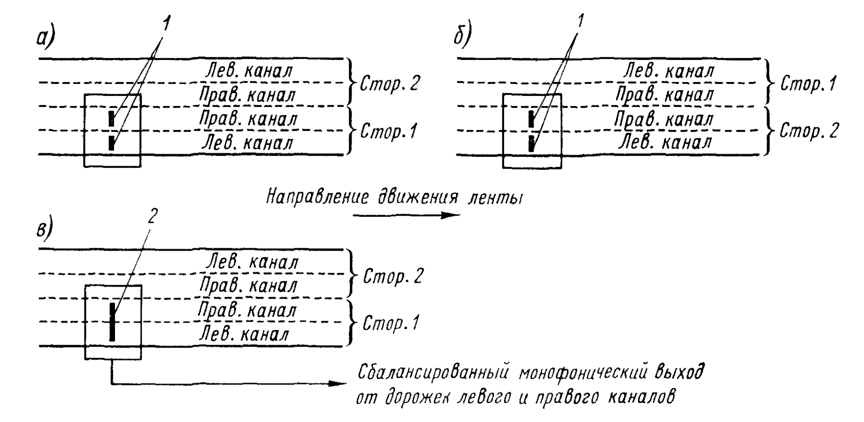


Рис. 10.15. Четыре дорожки кассетной магнитофонной ленты (каждая шириной 0,6 мм, отделяемая предохранительной полосой 0,3 мм), обеспечивающие двухканальную стереозапись в одной паре дорожек (*а*) и в другой паре при перестановке кассет (*б*), и совместимость монофонических записей, обеспечиваемая монофонической головкой, перекрывающей каждую стереопару (*в*)

При монозаписи на каждую половину ленты записывается только одна дорожка, которая имеет ширину примерно двух дорожек, равных по ширине 1/4 ширины ленты **каждая.**
1 — стереоголовка (два зазора); *2* — моноголовка (зазор перекрывает дорожки левого и правого каналов)

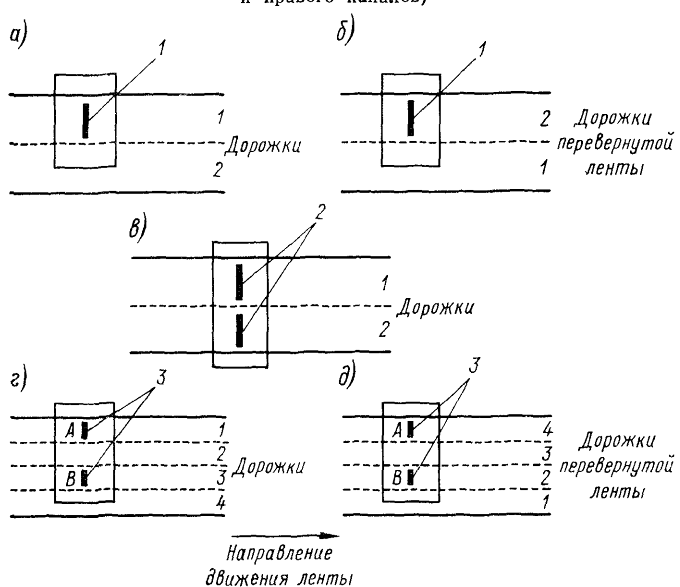


Рис. 10.16. Две монодорожки шириной 2,3 мм каждая, разделяемые промежуточными полосами шириной 1,65 мм (*а* и *б*); пара стереодорожек шириной 2 мм каждая, разделяемые промежуточными полосами шириной 2,25 мм (*в*) и четыре дорожки (*г* и *д*) шириной примерно 1 мм каждая, разделяемые промежуточными полосами по 0,75 мм и используемые для моновоспроизведения (каждая) или стереовоспроизведения (парами)

1 — зазор моноголовки; *2* — стереоголовка (два зазора); *3* — зазоры головки

Предохранительные полосы отделяют две стереодорожки (правую и левую) и две пары стереодорожек друг от друга.

В катушечных магнитофонах используется лента шириной 6,35 мм, и на ней может осуществляться запись на всю ширину ленты (что редко используется в домашних условиях) с двумя дорожками (монодорожка на каждой половине ленты или две стереодорожки вместе) или с четырьмя дорожками (монозапись на четырех дорожках или двухканальная стереозапись

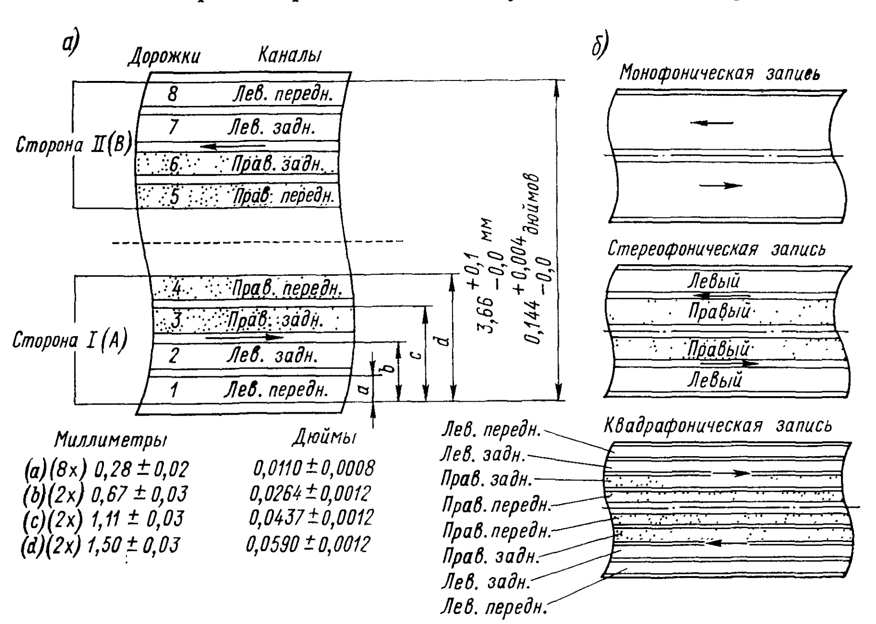


Рис. 10.17. Особенности конструкции совместимых четырехканальных (квадрафонических) кассетных магнитофонов: *а* — размеры; *б* — положения дорожек

Показан вид со стороны с магнитным покрытием

на каждой половине ленты с использованием двух пар одновременно) — рис. 10.16. Предохранительные полосы также отделяют дорожки друг от друга.

В картридж-кассетах также используется лента шириной 6,35 мм, на которой иногда записывается по восемь дорожек с промежуточными полосами между ними. Картридж-системы обеспечивают четырехканальную стереозапись (квадрафонию), но квадрафония до сих пор не стандартизована ни для катушечных, ни для кассетных магнитофонов. Однако имеются кассеты с восемью дорожками, в которых на каждой половине ширины ленты записаны четыре дискретных канала (четырехканальный восьмидорожечный кассетный магнитофон создан фирмами JVC и «Харман-Кардон»). Предложение для стандартиза-

ции* с полной совместимостью моно- и стереозаписей дано на рис. 10.17. Квадрафоническая матричная запись также доступна при использовании существующих двух пар дорожек в стереокассете.

МАГНИТНЫЕ ЛЕНТЫ

Многие современные ленты созданы на основе гамма-феррооксида, но со времени изобретения этого покрытия произошли значительные усовершенствования, касающиеся размеров частиц и их формы (у частицы увеличилось отношение длина-ширина, и они стали более игольчатыми). Все это вместе с усовершенствованием обработки ленты и отделки ее поверхности привело к улучшению высокочастотной характеристики, характеристики шума и, следовательно, динамического диапазона.

Более новыми являются ленты с покрытием из двуокиси хрома CrO_2 — магнитного материала черного цвета с проводящими свойствами. Его иногда называют «кролин» (Crolyn — торговая марка фирмы E. I. du Pont de Nemours and Co.— большой химической фирмы-патентодержателя). На рис. 10.18 для сравнения даны кривые зависимости магнитной индукции от напряженности магнитного поля для двух типов лент. Они показывают более высокую остаточную намагниченность (1600 против 1100 Гс), более высокую коэрцитивную силу (500 против 300 Э) и повышенный коэффициент прямоугольности петли гистерезиса (0,9 вместо 0,74) ленты с покрытием из CrO_2 по сравнению со стандартным гамма-феррооксидным (γFe_2O_3) покрытием. Эти факторы наряду с высокой равномерностью покрытия и большим отношением длина-ширина частиц делают CrO_2 наиболее благоприятным материалом для использования в кассетных магнитных лентах.

Кривые на рис. 10.19 (BASF) показывают максимальные уровни записи на частотах 333 Гц и 8 кГц на кассетную малошумящую ленту BASF и ленту CrO_2 той же фирмы BASF. При рабочем смещении +3 дБ для CrO_2 характеристика на частоте 333 Гц для обоих типов лент одинакова, но на частоте 8 кГц характеристика ленты CrO_2 намного лучше. При сравнении с обычной лентой γFe_2O_3 лента CrO_2 обеспечивает более высокий уровень выходного сигнала при более высоких частотах сигнала, что приводит к улучшению отношения сигнал-шум и соответственно динамического диапазона. Она лучше обеспечивает запись сигнала, дольше сохраняет его и в диапазоне 30 Гц — 15 кГц имеет отношение сигнал-шум 55 дБ.

---

* Хэнсон Е. Р. (Сев.-американское отделение «Филипс»). Квадрафоническое звучание магнитных записей: совместимость магнитных лент.— J. Audio Eng. Soc., Jan. 1971, vol. 19, № 1.

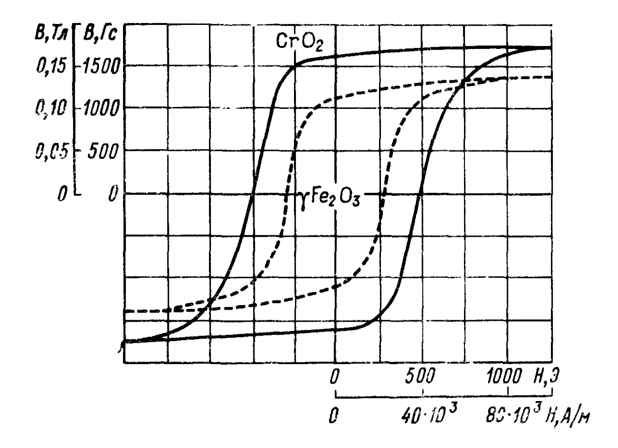


Рис. 10.18. Кривые $B=f(H)$ лент с покрытием из двуокиси хрома и обычного гамма-ферроксида

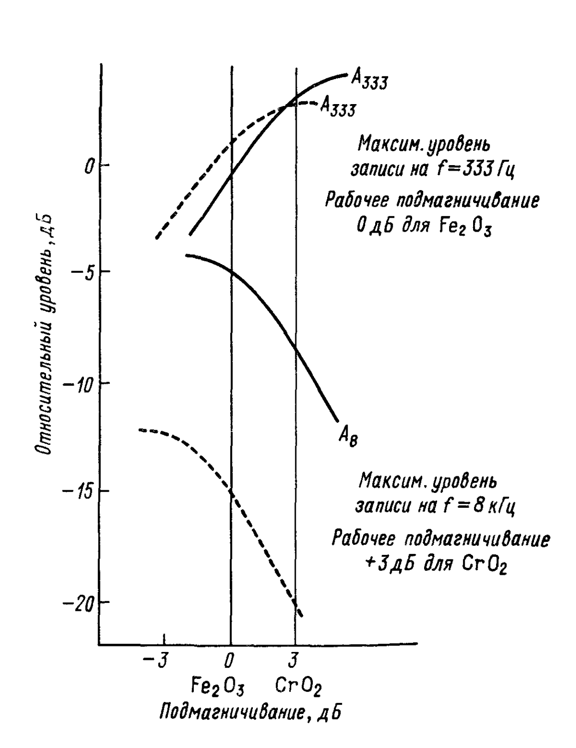


Рис. 10.19. Максимальные уровни записи малошумящей ленты BASF и ленты CrO_2

Сплошные кривые — лента BASF из CrO_2, кассета C60/C90; штриховые — малошумящая лента BASF, кассета C60/C90

Как уже упоминалось, оптимальная характеристика ленты CrO_2 требует коррекции, причем постоянные времени равны 3180 и 70 мкс. Кривые на рис. 10.20 показывают это на характеристике записи. Смещение и уровень записи также следует повысить на +3 или +4 дБ выше уровня записи обычной ленты γFe_2O_3. Некоторые новые модели кассетных магнитофонов имеют переключатели коррекции и смещения — эти функции

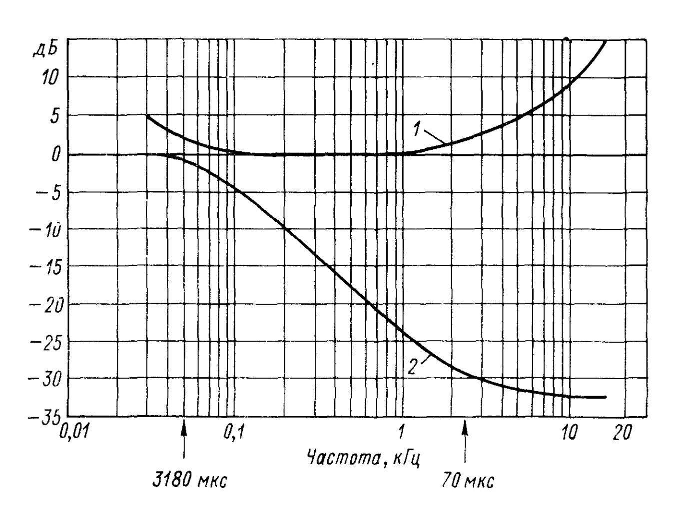


Рис. 10.20. Характеристики записи и воспроизведения магнитной ленты с покрытием из CrO_2 (показаны постоянные времени)

1 — запись (предыскажения); *2* — воспроизведение

могут выполняться автоматически после вставки кассеты с лентой CrO_2 в магнитофон, позволяя получить улучшенные результаты от обоих типов **лент.**

Существует также покрытие из кобальтовых ферритов ($Co\gamma Fe_2O_3$), но известно, что хотя высокочастотная характеристика такой ленты лучше, чем у γFe_2O_3, она уступает ленте CrO_2. Кроме того, этот материал отличается магнитной нестабильностью. Тем не менее, были получены обнадеживающие результаты в отношении некоторых аспектов и параметров, поэтому работа над этой и различными другими «смесями» продолжается. Кроме того, не следует игнорировать улучшенную характеристику некоторых новых лент с покрытием γFe_2O_3. Создана новая лента с двухслойным покрытием, причем нижний слой состоит из сложной смеси Fe_2O_3 и CrO_2, а сверху накладывается тонкий слой CrO_2. Этот метод приводит к улучшению намагничивания и высокочастотной характеристики.

СТИРАНИЕ

Генератор, обеспечивающий высокочастотное смещение, связан также с головкой стирания во время записи, и эта головка согласована с генератором с целью получения максимальной мощности на высоких частотах и создания максимального поля стирания в зазоре. Высокая коэрцитивная сила ленты CrO_2 требует более сильного поля стирания, чем то, которое создается магнитофоном, предназначенным для работы с лентой γFe_2O_3, и поэтому необходимо усиление магнитного поля стирания для устранения нежелательных призвуков в магнитной записи. Решением этой проблемы может быть активное многократное стирание.

СХЕМЫ МАГНИТОФОНОВ

Бытовой магнитофон — кассетный или катушечный — состоит из трех частей. Это — предварительный усилитель для микрофона или источника сигнала, который переключается для предварительного усиления сигналов головки воспроизведения во время проигрывания записей; усилитель мощности для обеспечения необходимого уровня сигнала, подводимого к громкоговорителю, и генератор сигнала для высокочастотного подмагничивания и стирания. Кроме того, имеется источник питания.

Магнитофоны, предназначенные для использования с внешним усилителем (т. е. для воспроизведения Hi — Fi), не имеют встроенного блока усиления. Сигналы для воспроизведения подаются с уровнем, соответствующим уровню сигналов на входе усилителя магнитофона. Кроме того, как показано в гл. 3, усилитель Hi — Fi непременно имеет выход, соответствующий предварительному усилителю записи магнитофона.

У магнитофонов блочного исполнения блоки усилителя мощности по конструкции идентичны обычным усилителям низкой частоты (см. гл. 4), хотя их мощность может быть меньше, а искажения больше; причем возможны и другие отклонения в параметрах. С другой стороны, некоторые модели сконструированы специально в расчете на использование с предварительными усилителями Hi — Fi и полными усилителями. Таким образом, усилитель можно считать «сердцем» системы класса Hi — Fi.

Структурная схема простого магнитофона со встроенным усилителем показана на рис. 10.21. Коррекция сигнала, снимаемого с головки воспроизведения, иногда осуществляется с помощью частотно-зависимой отрицательной обратной связи, как показано на рис. 10.22. Характеристики цепи коррекции для двух скоростей движения ленты даны на рис. 10.23. Это — про-

стая схема с постоянной времени, переключаемой переключателем $П1$.

Другая схема коррекции приведена на рис. 10.24. Она основана на изменении индуктивного реактивного сопротивления

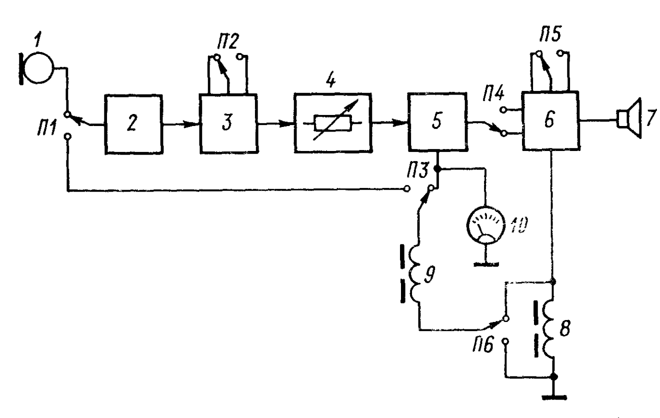


Рис. 10.21. Структурная схема интегрального магнитофона

1 — микрофон; *2* — предусилитель; *3* — блок коррекции; *4* — регулятор громкости; *5* — усилитель записи-воспроизведения; *6* — оконечный каскад—генератор; *7* — громкоговоритель; *8* — головка стирания; *9* — головка записи-воспроизведения; *10* — индикатор уровня записи

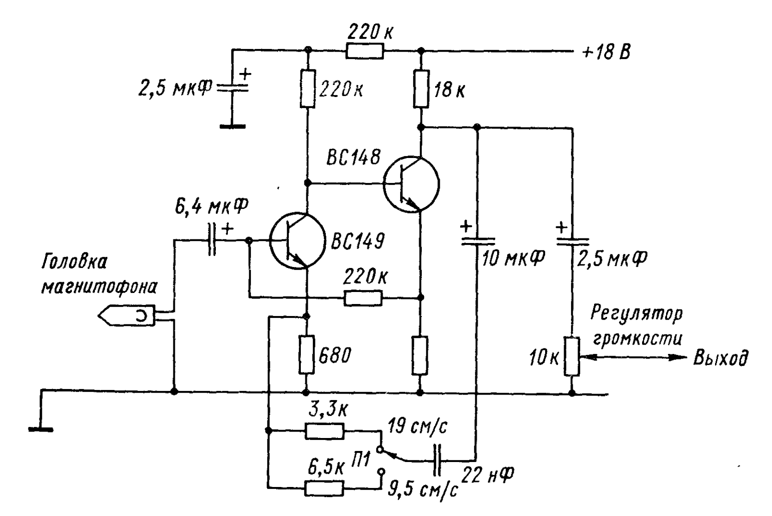


Рис. 10.22. Коррекция воспроизведения, зависящая от отрицательной обратной связи

головки в зависимости от частоты. Если частота увеличивается, то возрастает реактивное сопротивление головки, что приводит к увеличению обратной связи.

Интересная схема, разработанная фирмой «Маллард» (описана в книге «Транзисторные схемы звуковоспроизводящей ра-

диоаппаратуры», изданной этой же фирмой), представлена на рис. 10.25.

Во время записи транзисторы *T1* и *T2* работают в цепи обратной связи предварительного усилителя с петлей через *C3*,

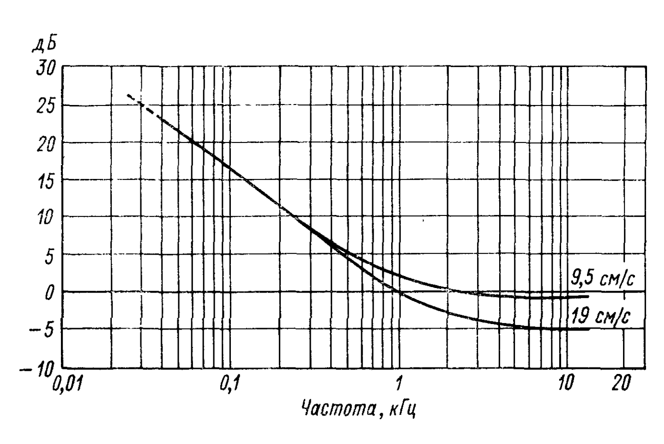


Рис. 10.23. Характеристики цепи коррекции схемы, приведенной на рис. 10.22

R6 и *R7*. Если точка соединения резисторов *R6* и *R7* соединена с шасси через один из конденсаторов, подключаемых переключателем *П1в*, то обратная связь уменьшается с увеличением частоты, что обеспечивает предыскажения при записи на вы-

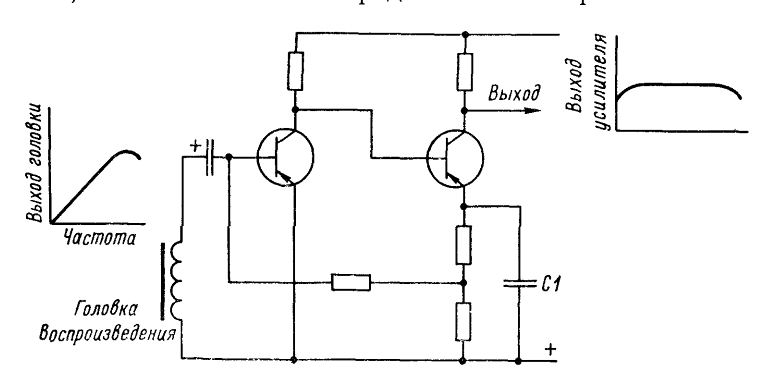


Рис. 10.24. Индуктивность головки, используемая в цепи обратной связи для коррекции воспроизведения

соких частотах (см. кривые на рис. 10.13). При воспроизведении основная цепь обратной связи образуется с помощью конденсатора *C8* и резистора, подключаемого переключателем *П2в*. Это увеличивает обратную связь с увеличением частоты, обеспечивая коррекцию, к которой относятся кривые на рис. 10.12.

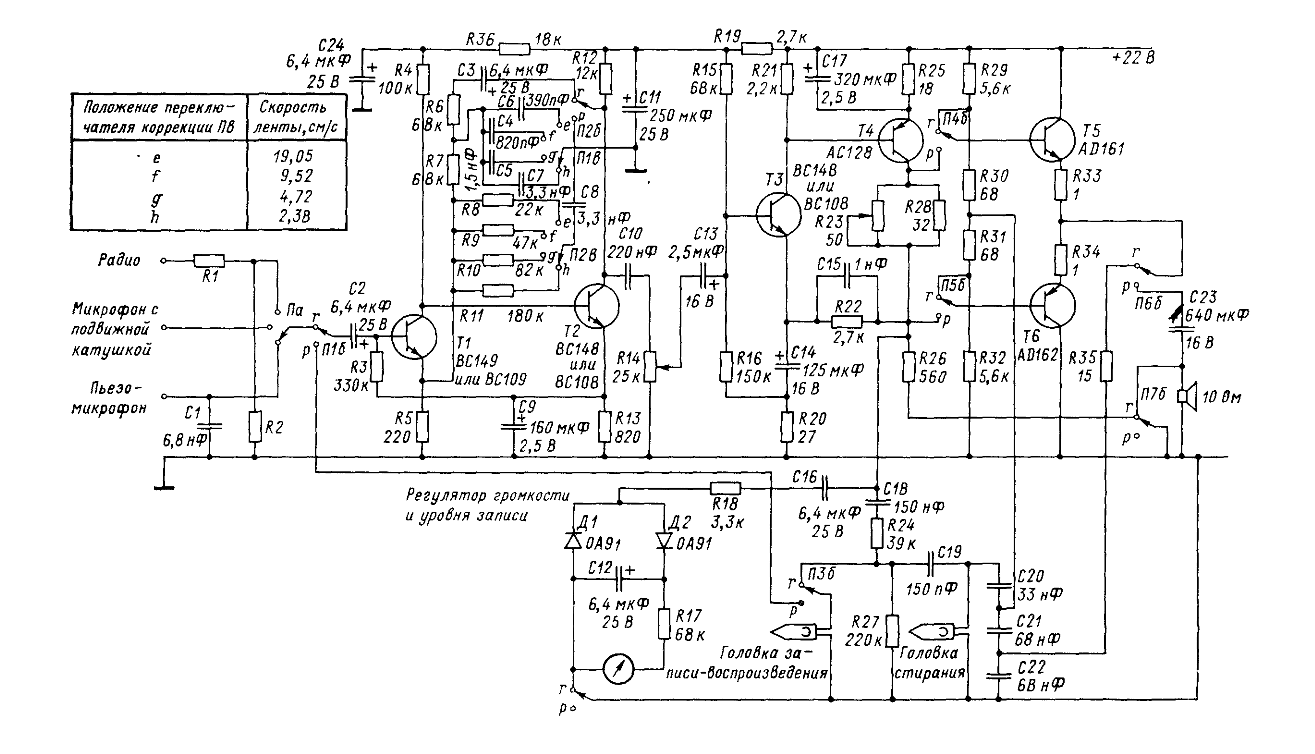


Рис. 10.25. Схема магнитофона фирмы «Маллард»

Индикатор уровня записи 500 Ом, 100 мкА для максимального уровня записи. Переключатель запись-воспроизведение *Пб* в положении «запись»

Во время воспроизведения транзисторы *T5* и *T6* образуют дополняющий двухтактный выходной каскад, работающий в классе В, обеспечивающий мощность 4 Вт, а во время записи этот каскад используется в качестве генератора (переключается с помощью переключателей *П4б* и *П5б*). Сигнал с генератора

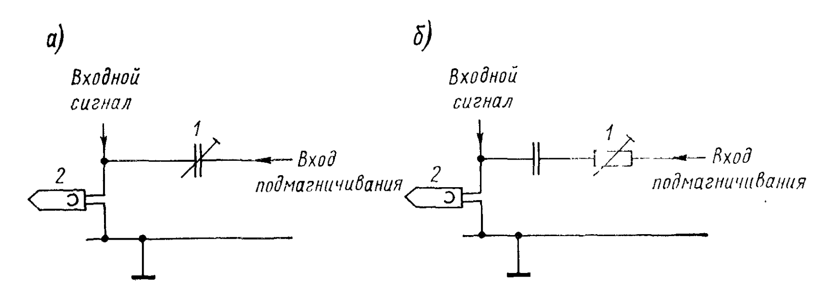


Рис. 10.26. Методы регулировки высокочастотного подмагничивания записывающей головки

1 — регулируемое подмагничивание; *2* — головка записи-воспроизведения

подается на головку стирания, а также обеспечивает через конденсатор *C19* и резистор *R27* высокочастотное подмагничивание записывающей головки (которая выполняет функции воспроизводящей головки во время воспроизведения).

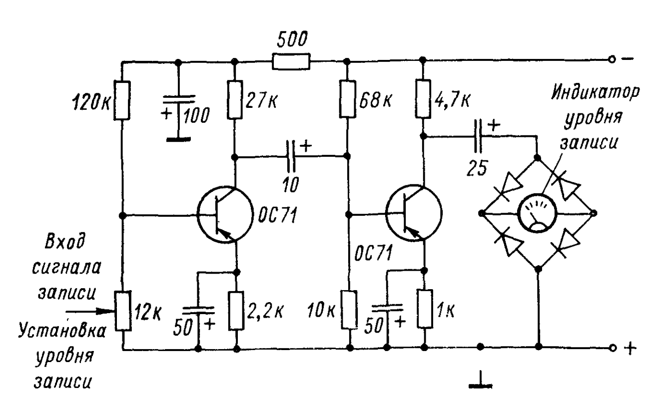


Рис. 10.27. Схема усилителя индикатора уровня записи

Измерительный прибор в схеме, включаемый через диоды *Д1* и *Д2*, дает показания, пропорциональные пиковому напряжению на коллекторе транзистора *T4*, соответствующие току 95 мкА, проходящему через измерительный прибор, и току 110 мкА, проходящему через головку.

Режим по постоянному току обеспечивается резистором *R24*. Головка записи-воспроизведения представляет собой четырех-

дорожечную модель X/RPS/36 фирмы «Мариот» (Marriott) с индуктивностью 70 мГн, измеренной на частоте 1 кГц, и зазором 2,54 мкм. Головка стирания — также типа Marriott X/ES/11. Головки с другой индуктивностью не могут успешно работать с этой схемой.

Методы регулировки высокочастотного подмагничивания приведены на рис. 10.26. На рис. 10.27 показана схема измерителя уровня записи. Необходимо контролировать ток записи для получения оптимального уровня динамического диапазона.

Например, слишком высокий уровень вызовет большие искажения, обусловленные началом насыщения ленты, а слишком низкий уровень потребует значительно большего усиления, что отразится на отношении сигнал-шум.

МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ШУМА

В настоящее время разработаны различные методы снижения шума, особенно в области записи, а в последние годы — в области записи кассетных магнитных лент. Наиболее известная схема создана доктором Рэем Долби — изобретателем системы шумоподавления Долби. Первоначально эта система была создана для профессионального студийного применения, и этот вариант получил название системы Долби А. Менее сложная, но не менее эффективная система Долби Б предназначена для аппаратуры бытового назначения.

СИСТЕМА УМЕНЬШЕНИЯ ШУМА ДОЛБИ Б

Основные принципы работы системы состоят в том, что во время воспроизведения все высокочастотные сигналы низкого уровня заглушаются, а во время записи все сигналы низкого уровня усиливаются так, что сохраняется общая целостность сигнала, а шум уменьшается, как показано на рис. 10.28. Степень усиления во время записи и соответственно степень затухания во время воспроизведения зависят от уровня высокочастотных сигналов (рис. 10.29).

Структурная схема системы Долби Б представлена на рис. 10.30. В верхней части показано соединение одинаковых цепей. Входной сигнал разделяется на два тракта. Основной тракт проходит через сумматор к магнитофону, дополнительный тракт проходит через цепь, где происходит динамическая обработка, и затем подается на сумматор. В результате в магнитофон поступают основные сигналы вместе с обратными сигналами. Как только уровень сигналов побочной цепи повышается, частота среза переменного высокочастотного фильтра

также повышается так, что выходной сигнал побочной цепи уменьшается. Это означает, что сигнал с пониженным уровнем добавляется к основному сигналу. Во время воспроизведения дополняющая характеристика обеспечивается в результате того, что побочная цепь располагается в петле отрицательной обратной связи. Переменный высокочастотный фильтр управляется полевым транзистором, и для создания регулирующего на-

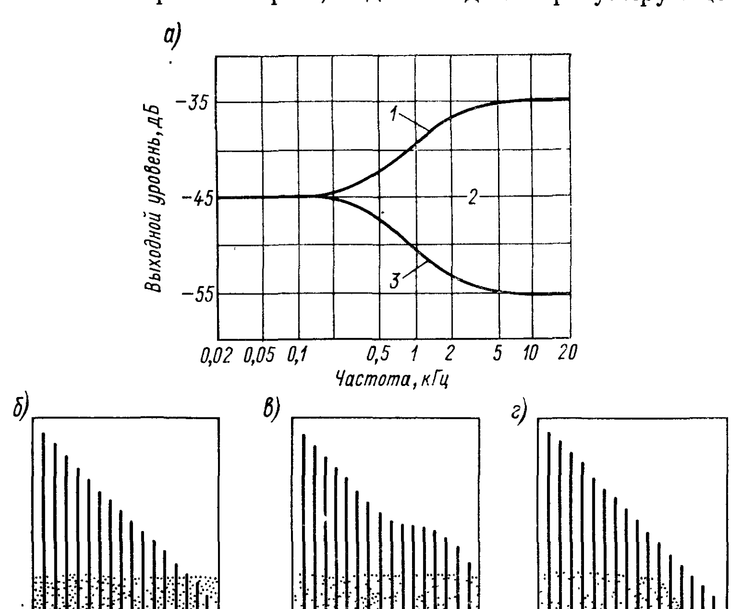


Рис. 10.28. Основные принципы работы системы Долби Б: *а* — все высокочастотные сигналы низкого уровня усиливаются во время записи и заглушаются во время воспроизведения, обеспечивая общую равномерную выходную характеристику; *б* — диаграмма, показывающая, как сигналы низкого уровня маскируются шумом; *в* — усиление сигналов низкого уровня; *г* — восстановление уровня сигналов во время воспроизведения, причем шум понижается

1 — запись; *2* — общая характеристика (запись+воспроизведение); *3* — воспроизведение

пряжения используется выпрямление полного цикла сигнала — все это с целью уменьшения искажений. Этот метод не допускает искажений, вызванных перегрузкой ленты и другими факторами, что характерно для метода создания предыскажений при записи и коррекции предыскажений при воспроизведении.

Схема включает в себя предварительную установку соотношения между уровнями сигналов в схеме и магнитным потоком данного типа ленты, обеспечивая «нулевой уровень».

Предварительная коррекция сигнала при воспроизведении осуществляется для создания необходимого относительного

напряжения на входе, когда воспроизводится запись на ленте со стандартным уровнем магнитного потока, после чего коррекция записи осуществляется так, что уровень стандартного маг-

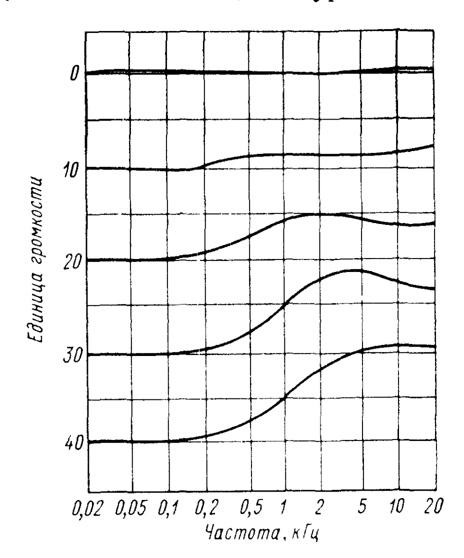


Рис. 10.29. Степень усиления и, следовательно, затухания, зависящая от уровня сигнала

Максимальное усиление 10 дБ применяется для сигналов самого низкого уровня

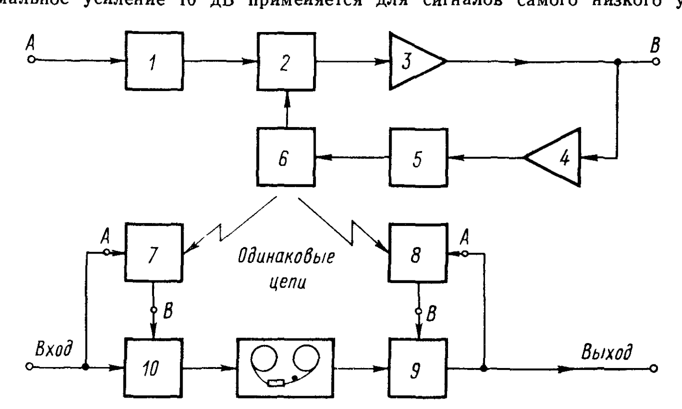


Рис. 10.30. Структурная схема системы Долби Б

В верхней части схемы показано сочетание одинаковых цепей

1 — постоянный ВЧ-фильтр; *2* — переменный ВЧ-фильтр; *3* и *4* — усилители; *5* — выпрямитель; *6* — нелинейный интегратор; *7* и *8* — цепи; *9* — вычитающее устройство; *10* — сумматор

нитного потока записывается на ленту, когда на вход подается сигнал относительного уровня. Так называемый относительный уровень Долби составляет 200 нВб/м для кассет и 180 нВб/м для ленты шириной 6,35 мм.

Система Долби Б понижает уровень шумов на 10 дБ для лент CrO_2, что позволяет приблизить динамический диапазон магнитной записи к динамическому диапазону хорошей грампластинки. Музыкальные программы, записанные с применением системы Долби Б, могут воспроизводиться магнитофоном без этой системы; необходимо только отрегулировать высокие частоты для получения частотного равновесия. Для оптимального результата требуется применить декодер. Система Долби уже выпускается в продажу в виде интегральной схемы.

ДИНАМИЧЕСКИЙ ОГРАНИЧИТЕЛЬ ШУМА ФИРМЫ «ФИЛИПС»

Структурная схема динамического ограничителя шума (DNL) фирмы «Филипс» показана на рис. 10.31. Эта система отличается от системы Долби тем, что она эффективна только во время воспроизведения. Воспроизводимый сигнал разделяется на два тракта: сигнал U_1 направляется к сумматору на выходе, а сигнал U_2 проходит через побочную обрабатывающую цепь и затем также поступает на сумматор, где U_1 и U_2 оказываются противоположными по фазе.

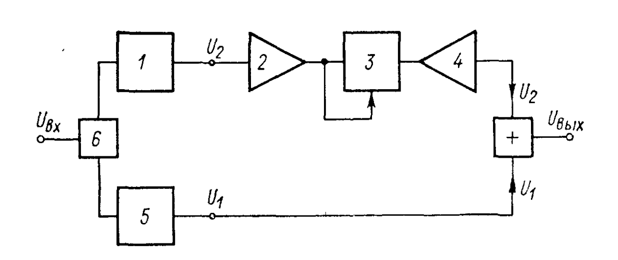


Рис. 10.31. Структурная схема системы DNL фирмы «Филипс»
1 — ВЧ-фильтр; *2* — усилитель; *3* — переменный аттенюатор; *4* — аттенюатор; *5* — полосовой фильтр; *6* — расщепитель

Высокочастотный фильтр работает на частоте 4 кГц, и сигналы от этого фильтра переходят к переменному аттенюатору, затухание которого падает с уменьшением уровня сигнала так, что высокочастотные сигналы эффективно усиливаются в зависимости от своего уровня.

После прохождения через постоянный аттенюатор сигнал U_2 добавляется к U_1, и вследствие противоположных фаз происходит затухание высокочастотных сигналов, включая шум. Частотный баланс восстанавливается благодаря усилению побочной цепи, которое является функцией уровня сигнала.

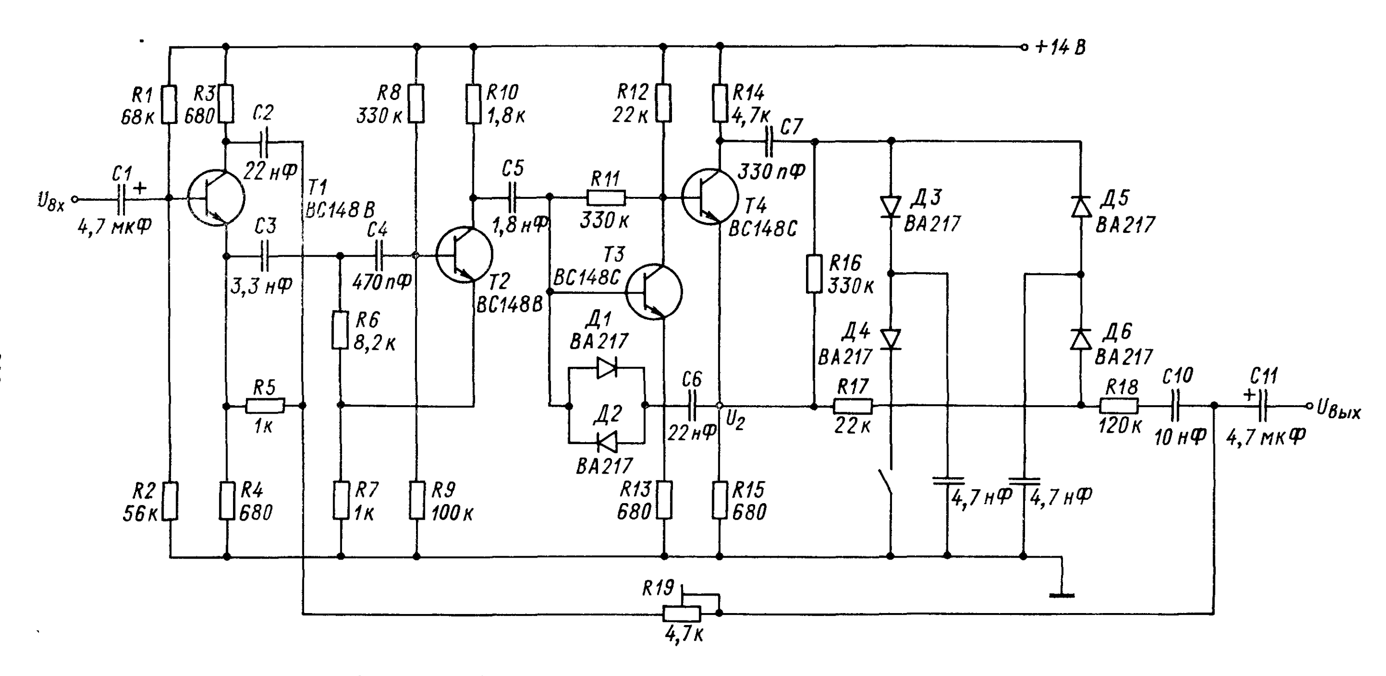


Рис. 10.32. Электрическая схема системы DNL фирмы «Филипс»

Электрическая схема динамического ограничителя шумов приведена на рис. 10.32. Полосовая фильтрация осуществляется с помощью цепи *T1*, *C2*, *R5*, а высокочастотная фильтрация — через цепь *T2*, *C3*, *C4*, *R6*, *R8*, *R9* в сочетании с петлей обратной связи через резистор *R7*. Промежуточное усиление происходит с помощью транзистора *T3* с симметричным ограничением через диоды *Д1* и *Д2*. Переменное затухание производится диодами *Д4*, *Д6*, а диоды *Д3*, *Д5* являются пиковыми детекторами, регулируемыми транзистором *T4*. Постоянное затухание обеспечивается резисторами *R17*, *R18*, а высокочастотная характеристика для детекторных диодов — сочетанием *C7* и *R16*.

Так как система действует только во время воспроизведения, то она не так эффективна, как система Долби. Улучшение неоткорректированного отношения сигнал-шум составляет 10 дБ на частоте 6 кГц и 20 дБ на частоте 10 кГц. Некоторые кассетные магнитофоны содержат системы DNL и Долби.

ДРУГИЕ СИСТЕМЫ

В последние годы были созданы другие системы понижения шумов, в том числе автоматическая система понижения шума (ANRS) фирмы JVC-Nivico (используемая с пластинками СД-4, см. гл. 7 и 12), которая в какой-то степени подобна системе Долби, но имеет другую переходную частоту; динамический противошумовой фильтр Бервина и другие.

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УРОВНЯ ЗАПИСИ

Это устройство автоматически регулирует уровень записываемого сигнала во избежание перегрузок, вызванных пиковыми значениями среднего квадратического сигнала, но это — не ограничитель как таковой. В нем используются схемы постоянной

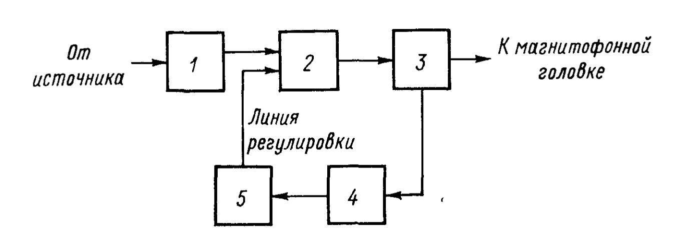


Рис. 10.33. Структурная схема, показывающая основной принцип автоматической регулировки уровня записи

1 — предусилитель источика; *2* — регулируемый усилитель; *3* — усилитель записи; *4* — регулирующий усилитель; *5* — задержка

времени для сохранения общего динамического диапазона и автоматическая регулировка выполняет то, что вручную делает оператор во время записи для устранения перегрузок.

Используются самые разнообразные схемы, но основной принцип показан на рис. 10.33. Регулируемый усилитель в канале записи подстраивает усиление с помощью выпрямляемого сигнала, подаваемого от усилителя записи через контрольный усилитель. Напряжение регулировки проходит через схему задержки (т. е. схему постоянной времени), которая оптимизируется специально для записываемого сигнала (речи или музыки).

ИНДИКАТОРЫ УРОВНЯ ЗАПИСИ

Если в магнитофоне используется ручная регулировка уровня записи, то необходимо знать уровень сигнала, подаваемого на записывающую головку, и этот уровень (иногда в относительных единицах) указывается измерительным прибором, так называемым магическим глазом и т. д. В более дорогих магнитофонах используются измерительные приборы с калибровкой шкалы в децибелах или единицах объема (VU-метры), а в стереофонических и квадрафонических магнитофонах применяются измерительные приборы для каждого канала. Обычно ясно видно, насколько превышается уровень сигнала и как это отражается на искажениях в пределах динамического диапазона магнитофона. Некоторые измерительные приборы также реагируют на воспроизведение записанного сигнала. Это позволяет контролировать действительный выходной уровень записанного сигнала. Существуют испытательные магнитные ленты со специальными уровнями магнитного потока для оценки точности таких измерительных приборов и для установки относительного уровня Долби (200 нВб/м для кассет и 180 нВб/м для катушечных магнитофонов).

Следует отметить, что могут быть пики сигналов, превышающие показания измерительного прибора на 10 дБ. Для их обнаружения применяются индикаторные лампочки пикового уровня (например, в кассетных магнитофонах A450 фирм TEAC, JVC и др.).

ЛЕНТОПРОТЯЖНЫЕ МЕХАНИЗМЫ

В пределах одной главы и даже книги невозможно рассказать о большом разнообразии современных лентопротяжных механизмов. Механика их изменяется чрезвычайно быстро, постоянно совершенствуясь.

Сложные лентопротяжные механизмы разработаны для наиболее совершенных магнитофонов — некоторые из них с серво-

контролем (например, модель SCD-100 фирмы «Гудманз» — Goodmans). Учитывая относительно малую скорость движения ленты в кассетном магнитофоне, разработчикам удается достичь оптимально низкой детонации, иногда лучше, чем 0,1% (с учетом коррекции), у моделей высшего класса. Механическая конструкция кассетных магнитофонов может влиять на детонацию. Изучению этого вопроса уделяется много внимания в последнее время (см., например, «Специальная механика» фирмы BASF, раздел «SM-кассеты»).

Лентопротяжный механизм катушечных магнитофонов изменился мало, улучшение параметров детонации связано с повышением скоростей движения ленты.

Восьмидорожечные кассетные магнитофоны (с картридж-кассетами) используются в основном для воспроизведения готовых магнитных записей, хотя есть одна-две модели с возможностью записи. Восьмидорожечные кассеты рассматриваются как кассеты с «бесконечной петлей», причем лента раскручивается с внутренней стороны катушки и наматывается с внешней стороны.

В некоторых магнитофонах применена третья головка, которая дает возможность через соответственно откорректированный предварительный усилитель контролировать программу во время записи, и «переключатель» источник — контроль записи, используемый теперь в большинстве усилителей класса Hi — Fi, обеспечивает немедленное сравнение сигнала источника и записанного сигнала в магнитофонах с контрольной головкой.

Информация о лентопротяжных механизмах, общей механике и по обслуживанию магнитофонов может быть получена из таких публикаций, как «Справочник по уходу за магнитофоном (H. W. Hellyer. Tape Recorder Servicing Manual) и «Справочник по уходу за радиоприемной и звуковоспроизводящей аппаратурой» (G. J. King. Radio and Audio Servicing Manual.— London: Newness-Butterworth).

УКВ-радиовещание

В книге автора «Справочник по ремонту УКВ-радиоаппаратуры» говорится о системе УКВ-радиовещания и об УКВ-радиоприемниках и тюнерах вообще, включая стереофонические модели, а также об основных методах обслуживания этой аппаратуры. Тем не менее, решено было включить в настоящую книгу главу на эту тему не только для полноты охвата материала, но и для того, чтобы отразить некоторые последние тенденции и методы измерений, связанные с УКВ-радиовещанием как источником сигналов программы Hi—Fi.

Система УКВ-вещания способна обеспечить передачу стереосигналов самого высокого качества и воспроизведение их с помощью высококлассных тюнеров с антеннами. Действительно, передача программы из студии на передатчик с помощью линий связи с импульсно-кодовой модуляцией, разработанных Би-би-си, и прием ее современным тюнером обеспечивают такое же хорошее качество воспроизведения программы, как лучшая магнитофонная или грамзапись. Записанные УКВ-программы по качеству не лучше тех, которые могут быть получены дома из тех же источников при условии, что качество звуковоспроизводящей аппаратуры равноценно качеству радиовещательной аппаратуры.

Собственные общие искажения УКВ-системы от микрофона до выхода тюнера очень малы. Например, искажения, создаваемые хорошо сконструированным тюнером, редко превышают 1% в стереорежиме (менее 0,5% в монорежиме) при 100%-ной модуляции. Чтобы удовлетворять требованиям класса Hi—Fi, тюнер должен иметь определенные минимальные параметры, которые приведены в табл. 11.1, но они часто бывают превышены.

Эти параметры даны приблизительно в порядке их значимости, но существуют и другие параметры (см. ниже).

Избирательные свойства входного каскада (вместе с возможностью приема больших сигналов входным каскадом) также приобретают все бо́льшее значение, поскольку служба

«Бэнд II» (Band II) радиовещательной корпорации Би-би-си увеличивает число передач. Коммерческие УКВ-станции могут быть расположены в других районах, чем станции Би-би-си, в результате чего некоторые тюнеры могут принимать мощные сигналы от коммерческих станций и сигналы умеренного уровня от станций Би-би-си. В таких условиях тюнеры могут принимать сильные сигналы без необходимости затухания антенного входа, так как это ухудшает отношение сигнал-шум особенно при стереоприеме, где при данном отношении сигнал-шум требуется больший сигнал, чем при моноприеме.

Таблица 11.1

Параметр	Минимальное значение
Избирательность входного каскада (двухсигнальным методом)	30 дБ *
Избирательность по соседнему каналу	30 дБ
Коэффициент захвата	3 дБ
Максимальный шум и фон **	—55 дБ (относительно 100%-ной модуляции)
Максимальное отношение сигнал-шум	—60 дБ (при 100%-ной модуляции)
Коэффициент подавления АМ	38 дБ
Полное ограничение	10 мкВ (напряжение при $R_{вх}$ = 75 Ом)
Чувствительность при отношении сигнал-шум 30 дБ **	3 мкВ (напряжение при $R_{вх}$ = 75 Ом)
Чувствительность по стандарту INF **	5 мкВ (напряжение при $R_{вх}$ = 75 Ом)
Уровень сигнала звуковой частоты на выходе	1 В (среднее квадратическое значение) на канал при 100%-ной модуляции
Полоса частот	40 Гц — 15 кГц при неравномерности ±1 дБ. Относительные предыскажения 50 мкс
Коэффициент гармоник	1% (стерео) при 100%-ной модуляции

* Испытание описано в тексте.
** В монорежиме.

Очень сильный сигнал может вызвать резкую нелинейность входного каскада (в зависимости от возможностей входных транзисторов), что, в свою очередь, создаст интермодуляционные искажения и паразитные помехи.

ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ВХОДНОГО КАСКАДА

Избирательность — это способность входного каскада выделять сигнал с требуемой частотой из множества сигналов с различными частотами.

Избирательные свойства оцениваются в результате испытаний, предложенных автором настоящей книги. Измерительная установка для проведения таких испытаний показана на рис. 11.1. Генератор *1* настраивают на частоту f_1 в низкоча-

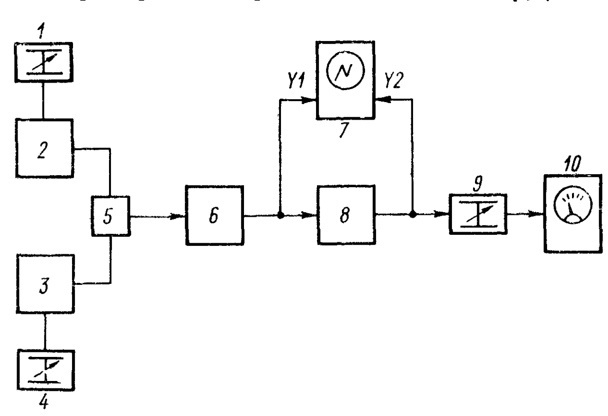


Рис. 11.1. Измерительная установка для оценки избирательных свойств входного каскада и др. (см. текст)

1, 4, 9 — аттенюаторы; *2* — генератор частоты f_1; *3* — генератор частоты f_2; *5* — согласующее устройство; *6* — тюнер; *7* — осциллограф; *8* — измеритель коэффициента гармоник; *10* — милливольтметр звуковых сигналов

стотной части диапазона (около 88 МГц) и устанавливают уровень, который обеспечивает напряжение 50 мВ на входе тюнера через согласующий эквивалент, представляющий собой простую «звездообразную» цепь (рис. 11.2).

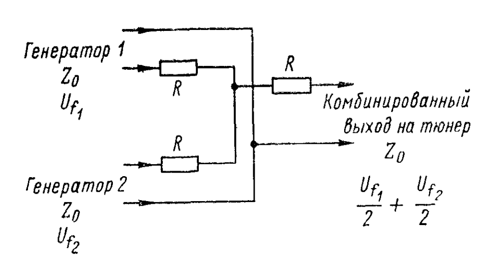


Рис. 11.2. Простая «звездообразная» схема для комбинирования сигналов

Когда сопротивления Z_0 равны, R имеет одинаковое значение в каждом из двух ответвлений, так что $R=Z_0(n-1)/(n+1)$, где n — число входов (или выходов). Если входные напряжения равны U_{f_1} и U_{f_2}, то выходные напряжения равны $U_{f_1}/2$ и $U_{f_2}/2$ (т. е. каждое на 6 дБ ниже входного)

Генератор *2* (немодулированный) настраивают на более высокую частоту f_2 так, чтобы разность $f_1—f_2$ равнялась промежуточной частоте. Стандартная УКВ промежуточная частота составляет 10,7 МГц, поэтому частота f_2 должна быть равна

98,7 МГц, если f_1=88 МГц. Генератор *1* модулируют на 100% сигналом с частотой 1 кГц или 400 Гц в зависимости от того, что представляется более удобным; аттенюатором устанавливают уровень сигнала на входе тюнера 50 мВ.

При настройке тюнера на максимум усиления сигнал, являющийся результатом интермодуляции $f_2—f_1$, подается на вход Y1 осциллографа, где детектируется (при измерении, если необходимо, следует подстроить сигнал с частотой f_1 или f_2 более точно, чтобы частота разностного сигнала $f_1—f_2$ была точно равна промежуточной частоте). Следует тщательно проследить за тем, чтобы тюнер не был настроен на f_1. Он должен быть настроен на частоту f_1+400 кГц (или на другую ближайшую частоту, так как мешающий сигнал, являющийся результатом интермодуляции и зависящий от сигнала f_1, может быть не замечен).

Сигнал интермодуляции $f_2—f_1$ подается на измеритель коэффициента гармоник, где он устраняется с помощью режекторного фильтра. Затем испытание продолжается в полном соответствии с методом, описанным в стандарте IHF под названием «Реальная чувствительность». Чувствительность определяется при постепенном уменьшении уровня выходного сигнала генератора *1*.

Избирательные свойства входного каскада, выраженные в децибелах, оцениваются разницей между положениями аттенюатора при измерениях избирательности и реальной чувствительности по стандарту IHF.

Таким образом, если измерена реальная чувствительность по стандарту IHF (предположим, 2 мкВ), а на входе при оценке избирательности требуется величина 2 мВ, то отношение будет составлять 1000 : 1, т. е. 60 дБ. Аттенюаторы часто калибруются в децибелах, поэтому если по стандарту IHF реальная чувствительность равна 12 дБ, а измеренная избирательность составляет 72 дБ, то соотношение между ними опять будет 60 дБ (72—12 дБ).

В зависимости от «качественных» показателей избирательности входного каскада простой тюнер с одним перестраиваемым резонансным контуром, предшествующим смесительному каскаду, имеет отношение входных сигналов немного более 20 дБ, при двух перестраиваемых резонансных контурах это отношение увеличивается до 30 дБ и более, а три резонансных контура обеспечивают 60 дБ и более. Более высокие значения отношения можно получить, если применить более чем три резонансных контура перед смесительным каскадом, естественно, исключая переменный резонансный контур гетеродина.

Величина 60 дБ и более необходима в трудных условиях приема, когда «местная» станция создает очень высокое поле сигнала, затрудняющее прием радиостанций с малым уровнем сигнала. Число 30 дБ обычно считается достаточным в нор-

мальных условиях приема, но тюнеры с величинами менее 30 дБ редко попадают в категорию Hi—Fi.

Поскольку эта величина является функцией избирательности входного каскада, то можно считать, что у тюнеров с высоким значением этой величины также хорошо подавляется зеркальный канал (расположенный на расстоянии в две промежуточные частоты от принимаемого сигнала). Подавление сигнала с частотой, отстоящей от частоты принимаемого сигнала на половину значения промежуточной частоты, а также сигнала с частотой, равной промежуточной, тоже является важным.

Минимальные значения этих параметров тюнеров категории Hi—Fi составляют соответственно 45, 60 и 70 дБ. Паразитные помехи, возникающие от несоответствия между избирательностью входного каскада и характеристикой большого сигнала входных транзисторов, могут быть уменьшены путем применения затухания сигнала от антенны. Частотно-избирательное затухание, однако, может стать необходимым, чтобы избежать затухания слабых полезных сигналов.

Естественно, что характеристика большого сигнала высокочастотного усилителя и, вероятно, смесительного каскада также влияет на входной динамический диапазон, поэтому при конструировании УКВ-тюнера на это обращается все большее внимание. Полевые транзисторы часто используются для уменьшения интермодуляционных искажений и гармоник третьего порядка, так как они имеют квадратичные переходные характеристики и по этой причине являются идеальными для малошумящих смесительных схем. Биполярные высокочастотные усилители, работающие при высоком токе эмиттера, также могут быть использованы для обеспечения приема больших сигналов с минимальными нелинейными искажениями (см. журнал «Mullard Technical Communications», 1973, vol. 12, № 119).

ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ ПО СОСЕДНЕМУ КАНАЛУ

Основная избирательность обеспечивается резонансными связями (соединениями) или фильтрами в канале промежуточной частоты. Новые керамические фильтры также пригодны со своими характеристиками, отличающимися крутыми спадами. Стереоприем с малыми искажениями требует промежуточной полосы пропускания порядка 250 кГц (точки —6 дБ) — рис. 11.3, но для устранения помех от соседнего канала и интермодуляционных помех полоса пропускания на уровне —6 дБ должна быть не более 250 кГц. Улучшение качества стереоприема от расширения полосы пропускания часто преувеличивается, хотя имеется явная необходимость оптимальной фазовой линейности в полосе пропускания для получения большого

коэффициента модуляции с минимальными гармоническими искажениями (рис. 11.4).

Ширина УКВ-канала 200 кГц означает, что хорошо отрегулированная характеристика тракта промежуточной частоты

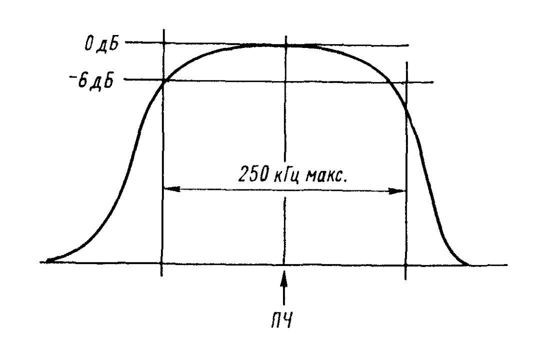


Рис. 11.3. Идеальная характеристика полосы пропускания на промежуточной частоте

ПЧ — промежуточная частота

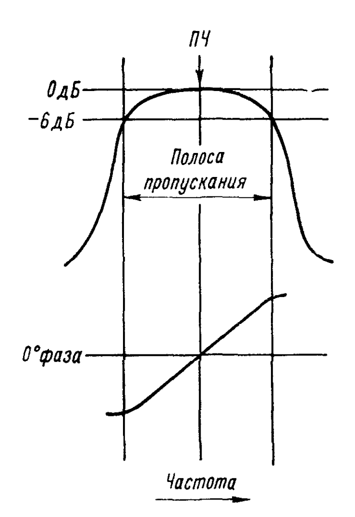


Рис. 11.4. Практически идеальная характеристика фазы в пределах полосы пропускания

вполне достаточна для обеспечения минимального уровня помех от соседнего канала.

Ослабление сигнала интермодуляционных помех, когда желаемый сигнал подается на уровне 100 мкВ (по стандарту IHF), оценивается избирательностью, определяемой двухсигнальным методом (новые проекты стандартов IHF требуют измерения избирательности по соседнему каналу — см. с. 346).

Для измерений используются два генератора, сигналы от которых объединяются в один общий выходной сигнал для согласованной подачи на тюнер (см. рис. 11.2). Входной общий сигнал от двух генераторов (f_w) с уровнем 100 мкВ, немодулированный, на стандартной (IHF) измерительной частоте (90, 98 и 109 МГц; частота 98 МГц используется тогда, когда измерения проводятся только на одной частоте) подается на тюнер. Мешающий соседний сигнал (f_u), модулированный на 100% (т. е. с девиацией ± 75 кГц) на частоте 400 Гц (или 1 кГц, если это удобнее), подается на тюнер на частоте f_w+400 кГц или f_w-400 кГц. Для оценки симметрии характеристики испытания проводятся на обеих частотах.

Сначала отключается сигнал с частотой f_u, а сигнал с частотой f_w модулируется на 100% с выбранной частотой модуляции и подается с уровнем выше 100 мкВ для получения на шкале милливольтметра показания 0 с включенным аттенюатором, соединенным с выходом тюнера. Когда это условие полностью соблюдено, два генератора регулируются так, как указывалось ранее.

Уровень сигнала на частоте f_u повышается до тех пор, пока на шкале вольтметра не будет показания 30 дБ ниже нуля, что удобно получить, уменьшая затухание измерительного прибора на 30 дБ относительно нуля на шкале. Номинальная избирательность по соседнему каналу равна разности между уровнями сигналов с частотами f_u и f_w, выраженной в децибелах.

Тюнеры с тремя трансформаторными полосовыми связями обычно имеют избирательность по соседнему каналу примерно 30 дБ, а тюнеры с пьезоэлектрическими фильтрами — в пределах 50 дБ и более в зависимости от числа фильтров, примененных в тракте промежуточной частоты.

Многозвенные фильтры обеспечивают необходимую полосу пропускания промежуточных частот (ПЧ). Однако следует отметить, что наблюдается значительное различие между избирательностью сигналов с частотами f_w+400 кГц и f_w-400 кГц из-за отсутствия симметрии частотных характеристик вследствие плохого согласования фильтров.

Из-за очень крутых спадов характеристик пьезоэлектрических фильтров дополнительную частоту 400 кГц надо применять очень точно для получения необходимых результатов; для обеспечения точности можно применять цифровой счетчик частоты, который установит частоту соседнего канала.

КОЭФФИЦИЕНТ ЗАХВАТА

Способность УКВ-тюнера реагировать только на более сильный из двух сигналов в одном канале является свойством УКВ-системы. Это результат так называемого эффекта за-

хвата, который объяснен в книге автора «Справочник по ремонту УКВ-радиоаппаратуры». На этот эффект могут влиять конструкция тракта промежуточной частоты и его амплитудно-ограничительные характеристики, а также конструкция УКВ-детектора, который должен иметь широкую линейную частотную характеристику.

Этот эффект измеряется в единицах коэффициента захвата, который также является параметром, утвержденным стандартом IHF. Измерительная установка не отличается от описанной ранее установки для измерения избирательности по соседнему каналу, но в данном случае сигнал с частотой f_w модулируется на 100% и оба сигнала (f_u и f_w) подаются на той же стандартной испытательной частоте.

Номинальный коэффициент захвата требует, чтобы сигнал (f_w) подавался на тюнер с уровнем 1000 мкВ. Уровень немодулированного сигнала частотой f_u регулируется (от нуля вверх) до тех пор, пока сигнал на выходе милливольтметра, предварительно отрегулированного до нуля при модулированном сигнале (f_w), не снизится на 1 дБ. Отмечается уровень сигнала на частоте f_u, необходимый для этого условия.

Уровень сигнала с частотой f_u продолжает регулироваться до тех пор, пока на шкале милливольтметра не установится показание на 30 дБ ниже нуля, что удобнее всего получить, уменьшая затухание измерительного прибора на 30 дБ относительно нулевого уровня на шкале. Отмечается уровень сигнала с частотой f_u, необходимый для этого условия.

Отношение двух отмеченных уровней переводится в децибелы и делится на два, в результате чего получается номинальный коэффициент захвата при 100%-ной модуляции.

Чем меньше число, выраженное в децибелах, тем лучше способность тюнера подавлять нежелательные сигналы, возникающие в одном канале. Это измерение оценивает собственные свойства УКВ-детектора, амплитудное ограничение и автоматическую регулировку усиления (АРУ).

Современные тюнеры с трактами ПЧ на интегральных схемах, с пьезокерамическими фильтрами и широкополосными УКВ-детекторами, отличающиеся хорошим амплитудным ограничением, имеют коэффициент захвата 1 дБ и меньше, а для моделей более низкого класса характерно значение 3 дБ и выше.

КОЭФФИЦИЕНТ ПОДАВЛЕНИЯ АМ

Способность УКВ-тюнера подавлять амплитудно-модулированные (АМ) сигналы также зависит от эффективности амплитудного ограничения и от линейности и симметричности УКВ-детектора. Измерения этой способности тюнера, проводи-

мые Британским институтом стандартов (BSI), основываются на 30%-ной модуляции.

На шкале милливольтметра, включенного на выходе тюнера, устанавливается нулевой уровень при входном сигнале определенного уровня, подаваемом на стандартной испытательной частоте (стандартные испытательные частоты BSI: 88, 94 и 100 МГц; причем частота 94 МГц используется тогда, когда испытания проводятся только на одной частоте) и модулированном на 30%.

Генератор переключается на АМ, и затухание милливольтметра снижается до нулевого уровня. Величина отключенного затухания и представляет собой результат измерения коэффициента подавления 30%-ной АМ. При этом измерении необходима точность настройки, чтобы избежать асимметричной характеристики УКВ-детектора, которая может привести к амплитудному детектированию, и необходим генератор с минимальными ЧМ-помехами в диапазоне АМ. Измерение лучше всего проводить с использованием ряда входов с реальной чувствительностью до 1 мВ и более.

Тюнеры среднего класса имеют коэффициент подавления АМ не менее 35 дБ, высшего класса — значение, ограниченное шумом.

МАКСИМАЛЬНЫЙ ШУМ И ФОН

Входной сигнал при этом измерении подается на относительно высоком уровне (между 1 и 10 мВ в зависимости от чувствительности тюнера) и модулируется на 100% (любой другой уровень модуляции должен быть точно указан, так как он влияет на значение коэффициента). На шкале вольтметра, соединенного с выходом тюнера, устанавливается нулевой уровень.

Затем модуляция отключается, и показание милливольтметра снижается, приближаясь к нулю. Эта величина после отключения является прямым показанием шума и фона относительно уровня модуляции (разница между значениями коэффициентов при 100 и 30%-ной модуляции составляет около 9 дБ).

В этом испытании необходим генератор с очень малым шумом и фоном в выходном сигнале, и испытание надо проводить так, чтобы не допустить образования петли заземления (иначе прибавятся компоненты фона). В этом случае помогает батарейный милливольтметр. Однако на одной стадии измерения желательно сохранить связь генератора с тюнером, чтобы убедиться, что не возникает наводки сигнала через это соединение.

Осциллограф, подключенный для контроля выхода тюнера, может использоваться для детектирования компонентов фона при переключении его в положение усиления сигнала по оси Y

со значениями 10 мс/см и 100 мкВ/см. Развертка осциллографа показывает также высокочастотный шум.

Хороший тюнер имеет коэффициент подавления АМ не менее 55 дБ (относительно 100%-ной модуляции), меньшее значение коэффициента указывает на присутствие избыточного фона (см. следующий раздел).

МАКСИМАЛЬНОЕ ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ-ШУМ

Это измерение проводится так же, как измерение максимального фона и шума, но в схеме милливольтметра применена фильтрация для устранения компонентов фона с использованием высокочастотного фильтра с переходной частотой около 250 Гц и спадом 12 дБ на октаву.

Разница между максимальным коэффициентом шума и фона и отношением сигнал-шум должна быть минимальной, если требуется низкий уровень фона в выходном сигнале.

Отношение сигнал-шум иногда корректируется (см. фильтр на рис. 5.2 и скорректированные величины в табл. 5.1), это уменьшает компоненты фона, а также амплитуду составляющих высокочастотного шума.

ПОЛНОЕ ОГРАНИЧЕНИЕ

Благодаря ограничению амплитуды в тракте ПЧ выходной звуковой сигнал не увеличивается с повышением уровня сигнала от УКВ-антенны выше определенного входного напряже-

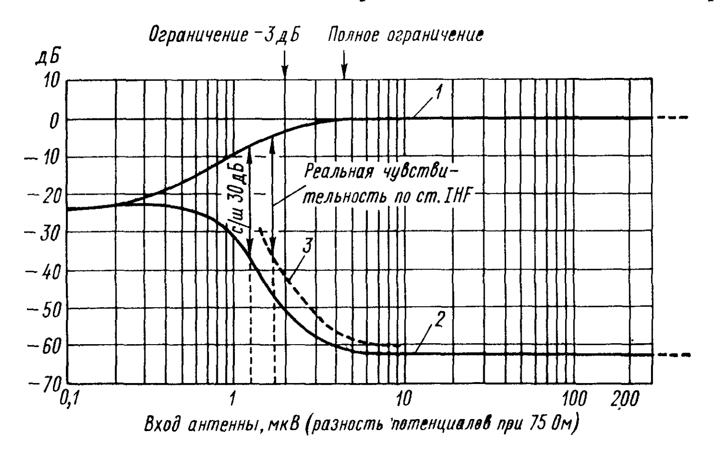


Рис. 11.5. Кривые, показывающие ограничение на —3 дБ, полное ограничение, отношение сигнал-шум 30 дБ и реальную чувствительность по стандарту IHF в монорежиме

1 — выход при 100%-ной модуляции; *2* — шум; *3* — коэффициент гармоник

ния, называемого напряжением полного ограничения (рис. 11.5).

Чем меньше напряжение, при котором тюнер достигает полного ограничения, тем это лучше для приема слабых сигналов. Некоторые очень чувствительные тюнеры с ограничителями на ИС в тракте ПЧ могут достичь полного ограничения при уровне сигнала 2 мкВ, хотя менее сложные модели требуют для этих же целей 100 мкВ.

Так как увеличение выходного сигнала непосредственно перед полным ограничением происходит не слишком быстро, то можно использовать антенное входное напряжение для полного ограничения —3 дБ. Это относится к напряжению входного сигнала, когда напряжение выходного сигнала на 3 дБ ниже максимума.

ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ-ШУМ 30 дБ

Чувствительность тюнера выражается в значениях напряжения входного сигнала антенны, необходимого для получения разницы 30 дБ между шумом, который имеется при немодулированном входном сигнале, и выходным сигналом звуковой частоты, когда входной сигнал модулирован на определенную величину (100 или 30%). Очевидно, что выходной сигнал содержит шум, так же как и частоту модуляции. Поэтому измерение истинного отношения сигнал-шум требует, чтобы звуковой сигнал проходил через очень узкий полосовой фильтр перед подачей его на милливольтметр. Анализатор звукового сигнала (см. гл. 5) настроен точно на частоту модуляции и пропускает только модулированный сигнал, значительно снижая полосу мощности шума.

На практике шум от модулированного сигнала, когда отношение сигнал-шум больше 15 дБ, очень мало ухудает точность измерения, даже если узкополосный фильтр при этом не используется.

Шум уменьшается по мере увеличения напряжения сигнала антенны, как показано на рис. 11.5. Верхняя кривая показывает входное напряжение ограничения —3 дБ и полное ограничение.

РАЗНИЦА МЕЖДУ СИГНАЛАМИ, ИЗМЕРЕННЫМИ В МИКРОВОЛЬТАХ (В ЕДИНИЦАХ НАПРЯЖЕНИЯ И ЭДС)

Входное напряжение на рис. 11.5 дано в микровольтах (в единицах напряжения), что представляет собой разность потенциалов, существующую на антенных клеммах тюнера. Од-

нако поскольку некоторые генераторы имеют аттенюаторы, откалиброванные в микровольтах (в единицах ЭДС), что представляет собой собственную ЭДС генератора, то различие между разностью потенциалов и ЭДС с точки зрения чувствительности тюнера может быть хорошо объяснено.

Сопротивление генератора всегда известно и должно быть согласовано с входным сопротивлением тюнера. Этим добиваются согласованных связей между генератором и тюнером. Если выходной сигнал генератора указывается на аттенюаторе в микровольтах (в единицах ЭДС), то разность потенциалов на антенных клеммах тюнера будет равна половине этой величины, как показано на рис. 11.6. Испытания по стандарту

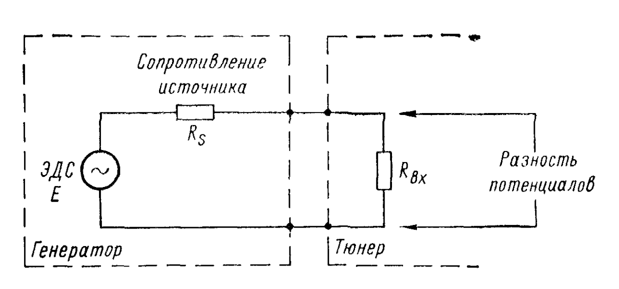


Рис. 11.6. Различие между ЭДС (т. е. напряжением холостого хода генератора) и разностью потенциалов

В согласованной связи $R_{вх} = R_S$, поэтому разность потенциалов равна половине ЭДС

IHF требуют, чтобы входной сигнал был выражен в микровольтах (в единицах напряжения), а стандарт BSI предпочитает выражать этот сигнал в единицах ЭДС или в единицах мощности при конкретном сопротивлении нагрузки, выраженной в децибелах. Причем единицы величин показывают относительный уровень в децибелах (т. е. 60 дБ отношения величин ЭДС в микровольтах соответствуют уровню входного сигнала 1 мВ по стандарту BSI, который представляет собой ЭДС или эквивалентное напряжение холостого хода).

ВЛИЯНИЕ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ТЮНЕРА НА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ

Тюнеры, выпускаемые в Англии или предназначенные для английского рынка, имеют несимметричный стандартный вход с сопротивлением 75 Ом, пригодный для подключения к фидерной антенне, а тюнеры, выпускаемые в США или для американского рынка, имеют симметричный вход с сопротивлением 300 Ом, предназначенный для подключения к 300-омному сим-

метричному антенному фидеру. Некоторые европейские тюнеры имеют симметричный вход с сопротивлением 240 Ом (по стандарту DIN).

Генератор должен присоединяться так, чтобы обеспечивалось правильное согласование с тюнером, как показано на рис. 11.7, *а*. Если принять, что сопротивление $R_{вх}$ в основном является активным, что обычно имеет место на практике (если это не так, то реактивная составляющая нагрузки должна быть

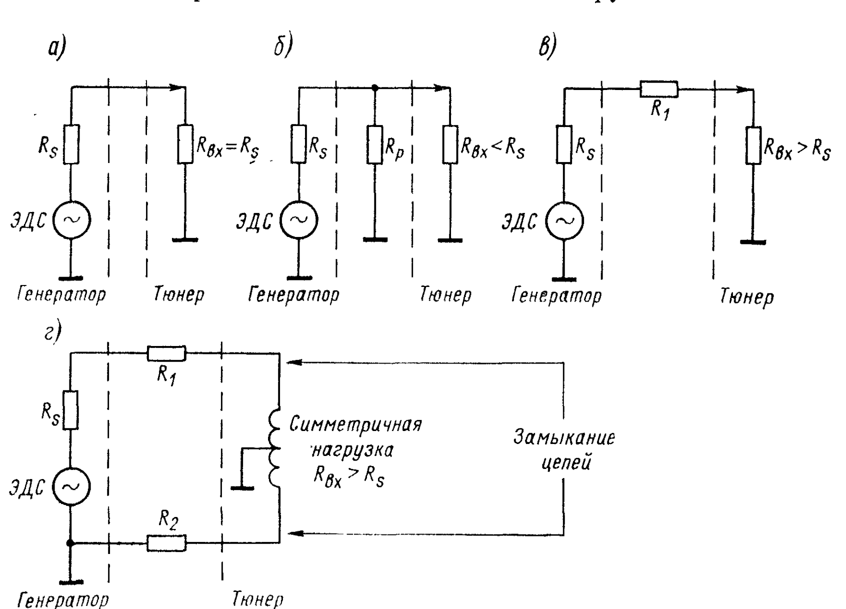


Рис. 11.7. Различные варианты согласования генератора с тюнером: *а, б, в* — несимметричное; *г* — симметричное (см. значения величин в тексте)

принята во внимание для получения точных результатов), то разность потенциалов на антенных клеммах (т. е. на $R_{вх}$) будет равна

$$\text{Разность потенциалов} = \text{ЭДС}\frac{R_{вх}}{R_s+R_{вх}}. \qquad (11.1)$$

Это значит, что если $R_{вх}=R_s$, то разность потенциалов равна половине ЭДС, как показано на рис. 11.6.

Если $R_{вх}<R_s$, то правильное согласование с тюнером можно получить, подключая резистор R_p на выходе генератора, как показано на рис. 11.7, *б*. Сопротивление резистора определяется выражением

$$R_p=\frac{R_sR_{вх}}{R_s+R_{вх}}. \qquad (11.2)$$

Отношение между ЭДС, показываемой регулятором аттенюатора на генераторе, и ЭДС, снимаемой с резистора $R_{вх}$, рассчитывается по формуле

$$ЭДС_{ген} = ЭДС_e \frac{R_p + R_s}{R_p}, \qquad (11.3)$$

где $ЭДС_{ген}$ — ЭДС, показываемая аттенюатором на генераторе, а $ЭДС_e$ — эффективная ЭДС от $R_{вх}$.

Если $R_{вх} > R_s$, то правильное согласование с тюнером достигается с помощью последовательно подключенного резистора R_1, как показано на рис. 11.7, *в*. Сопротивление R_1 определяется выражением

$$R_1 = R_{вх} - R_s. \qquad (11.4)$$

При этих условиях соотношение между ЭДС, показываемой регулятором аттенюатора на генераторе, и ЭДС, снимаемой с резистора $R_{вх}$, выражается равенством

$$ЭДС_{ген} = ЭДС_e. \qquad (11.5)$$

Другими словами, эффективная ЭДС равна ЭДС генератора по показаниям его регуляторов.

Варианты согласования, показанные на рис. 11.7, *а*, *б* и *в*, основаны на применении генератора с несимметричным выходом. Большинство генераторов относится к этому типу, и некоторые из них имеют выходные устройства, приспособленные непосредственно для разных нагрузок. Поэтому введение затухания (6 дБ) обычно между выходными клеммами генератора и тюнера должно приниматься в расчет, когда определяется уровень сигнала по показаниям регулятора аттенюатора на генераторе. Некоторые аттенюаторы откалиброваны с учетом применения выходных устройств. Без такого устройства выходной сигнал на 6 дБ больше, чем показываемый регулятором аттенюатора.

Можно применить фиксированный аттенюатор с определенной величиной затухания между генератором и нагрузкой, и это дополнительное затухание может потребоваться, когда измеряемые тюнеры имеют очень высокую чувствительность, а генератор может иметь прямое излучение, исходящее от него или от его сетевого кабеля.

Когда $R_{вх}$ представляет собой симметричную нагрузку и больше R_s, то правильное согласование с тюнером достигается применением двух последовательно подключенных резисторов R_1 и R_2, как показано на рис. 11.7, *г*.

Сопротивления резисторов рассчитываются по формулам:

$$R_1 = \frac{R_{вх}}{2}; \qquad R_2 = \frac{R_{вх}}{2} - R_s, \tag{11.6}$$

где $R_{вх}$ — в данном случае общее линейное сопротивление.

Таким образом, если генератор с сопротивлением 75 Ом соединен с симметричным 300-омным антенным входом тюнера, то R_1 составит 150 Ом, а R_2 будет 75 Ом.

При этих условиях эффективная линейная ЭДС равна ЭДС, указанной регулятором аттенюатора на генераторе.

Как показывает выражение (11.1), коэффициенты умножения могут быть выведены для преобразования ЭДС источника в разность потенциалов на антенных выходных клеммах тюнера и относительно $R_s = 75$ Ом. В табл. 11.2 приведены такие приблизительные коэффициенты m_f для различных входных сопротивлений нагрузки.

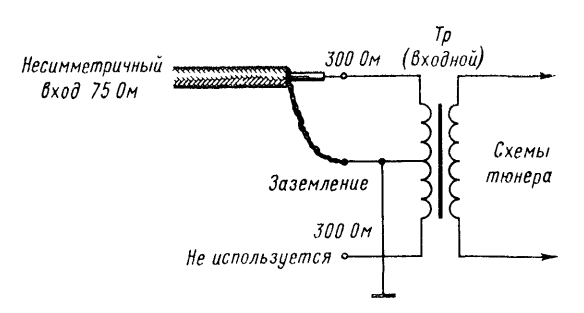


Рис. 11.8. 75-омный несбалансированный вход, полученный путем использования половины 300-омной первичной обмотки входного трансформатора (см. текст)

Таблица 11.2

$R_{вх}$, Ом	m_f (R_s=75 Ом)
10	0,12
40	0,35
52	0,41
75 *	0,50
100	0,57
200	0,73
240	0,76
300	0,80
600	0,89

* Т. е. $R_{вх} = R_s$.

Другой способ обеспечения симметричного соединения тюнера с несимметричным выходом генератора состоит в приме-

нении симметрирующего трансформатора. Получить малые потери трансформаторов (вносимые потери менее 1 дБ) такого типа нетрудно (см., например, книгу автора «Практический справочник по антеннам», 2-е изд., изд-во то же).

Чувствительность тюнера, выраженная в микровольтах (в единицах напряжения), будем меньше при $R_{вх}=300$ Ом, чем при $R_{вх}=75$ Ом. Отношение сопротивлений 4:1 подразумевает отношение напряжений 2:1, что, исключая потери, означает, что тюнер с чувствительностью 4 мкВ (в единицах напряжения) при нагрузке 300 Ом будет иметь чувствительность 2 мкВ (в единицах напряжения) при нагрузке 75 Ом (см. данные на с. 338).

Во многих тюнерах с 300-омным симметричным антенным входом применяется первичная обмотка входного трансформатора с центральным отводом, что означает, что правильно согласованные связи могут быть достигнуты, если использовать половину обмотки. Это показано на рис. 11.8.

РЕАЛЬНАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПО СТАНДАРТУ IHF

Реальная чувствительность по стандарту IHF выражается в микровольтах (в единицах напряжения) при соотношении 30 дБ между выходным сигналом при 100%-ной модуляции и выходным сигналом, когда модуляция «снята». Это значит, что величина 30 дБ относится к разнице между выходным сигналом со 100%-ной модуляцией и сигналом при измерении коэффициента гармоник. Это показано на рис. 11.5, где сравнивается чувствительность при отношении сигнал-шум 30 дБ с реальной чувствительностью по стандарту IHF. Поскольку в последнем принимается во внимание искажение ($D_f \approx 3,2\%$ при 30 дБ), то реальная чувствительность по стандарту IHF всегда будет меньше чувствительности при отношении сигнал-шум 30 дБ (см. данные на с. 338). Однако у хорошо сконструированного тюнера эта разница будет невелика, так как коэффициент гармоник в диапазоне УКВ при малых уровнях входного сигнала будет ненамного больше уровня шума.

Измерительная установка на рис. 11.1 может использоваться для измерений реальной чувствительности по стандарту IHF, и в обычных условиях необходим один сигнал-генератор. После настройки и балансировки измерительного прибора для проверки коэффициента гармоник с максимальным подавлением сигнала модуляции напряжение сигнала на входе тюнера изменяется с помощью аттенюатора генератора до уровня, при котором милливольтметр показывает разницу 30 дБ между сигналом при 100%-ной модуляции и сигналом при измерении коэффициента гармоник. Этот входной сигнал в микровольтах

(в единицах напряжения) представляет собой реальную чувствительность по стандарту IHF.

После установки нулевого уровня на шкале милливольтметра выходной уровень аттенюатора можно уменьшить на 30 дБ, чтобы получить тот же нулевой уровень, но на этот раз на измерителе искажений, включенном на «индикацию» (т. е. в рабочее положение). Ось Y1 осциллографа показывает сигнал модуляции, а ось (развертка) Y2 — остаточный коэффициент гармоник.

Когда сигналы двух генераторов объединяются для измерения избирательности входного каскада, то при измерении чувствительности генератор *1* отключается. Используется только генератор *2*, как описано ранее, что дает возможность получить избирательность входного каскада относительно реальной чувствительности по стандарту IHF, требуемую испытаниями.

Реальная чувствительность по стандарту IHF более важна для характеристики тюнера, чем простое отношение сигнал-шум, так как она показывает относительное отсутствие у тюнера нежелательных искажений в период максимальной модуляции, так же как и шума во время пауз в модуляции.

Максимальная реальная чувствительность по стандарту IHF современных тюнеров меняется в сторону максимума, ограниченного тепловым шумом, создаваемым сопротивлением излучения антенны в эффективной полосе пропускания. Ниже даны величины, используемые в уравнениях реальной чувствительности по стандарту IHF, для монорежимов, показывающие, что при сопротивлении антенны 75 Ом максимальная чувствительность по стандарту IHF на оптимальной частоте будет равна 0,92 мкВ:

Шум на входе 75 Ом в полосе 250 кГц (0,27 мкВ)	—11,2 дБ относительно 1 мкВ
Коэффициент шума	+2,5 дБ
Отношение сигнал-шум на входе при отношении сигнал-шум 30 дБ на выходе	+5,0 дБ
Дополнительный шум при чувствительности по стандарту INF	+3,0 дБ
Итого . . .	+0,7 дБ относительно 1 мкВ (или 0,92 мкВ в единицах напряжения)

При входном сопротивлении 300 Ом шум на входе составит около 0,55 мкВ (в единицах напряжения), что уменьшает величину в децибелах до —5,2 дБ (относительно 1 мкВ), а общую величину увеличивает до +5,3 дБ относительно 1 мкВ или до 1,84 мкВ (в единицах напряжения). Последнее значение вдвое больше по сравнению с шумом при сопротивлении 75 Ом.

На практике ухудшение чувствительности на 1—2 дБ возникает из-за влияния входного каскада на прохождение сигнала и изменения промежуточной частоты.

Из-за расширения спектра передаваемых частот при максимальной девиации ±75 кГц (т. е. 100%-ной модуляции) и увеличения полосы пропускания шум, создаваемый тюнером, в стереорежиме больше, чем в монорежиме. Это снижает чувствительность при отношении сигнал-шум 30 дБ и по стандарту IHF. Кривые шума и коэффициента гармоник на рис. 11.5 относятся к монорежиму. В стереорежиме для получения той же чувствительности при отношении сигнал-шум 30 дБ и по стандарту IHF входной сигнал должен быть увеличен на 20 дБ.

ВЫХОДНОЙ ЗВУКОВОЙ СИГНАЛ

Это среднее квадратическое значение напряжения сигнала на выходе на частоте 1 кГц, когда оно правильно установлено при определенном уровне модуляции. Большинство УКВ-тюнеров имеют выходной сигнал, согласованный с входной чувствительностью усилителя.

ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

При передаче в сигнале модуляции используются предыскажения, которые имеют постоянную времени [см. выражение (10.2) и рис. 10.9] 50 мкс для европейской системы (включая Англию) и 75 мкс для американской системы. Таким образом, при модуляции обеспечивается подъем на высоких частотах.

Частотная характеристика корректируется в тюнере с помощью дополнительного ограничения высоких частот за счет соответствующей постоянной времени. Это называется коррекцией предыскажений. Такой метод улучшает отношение сигнал-шум.

Измерение частотной характеристики тюнера должно проводиться с учетом коррекции предыскажений, и лучший способ осуществить это — применить соответствующие предыскажения к звуковому сигналу переменной частоты, подаваемому на генератор ЧМ-сигналов для модуляции.

У тюнера с коррекцией, использующей американскую постоянную времени предыскажений 75 мкс, работающего в Европе, будет небольшое ослабление высоких частот, и, наоборот, у тюнера с коррекцией с постоянной времени предыскажений 50 мкс, работающего в США, будет подъем высоких частот. Следует отметить, что на схему коррекции предыскажений может влиять избыточная шунтирующая емкость на

выходе, которая может появиться за счет слишком длинных экранированных кабелей, соединяющих тюнер и усилитель.

Модуляция имеет место на частотах до 15 кГц, а затем характеристика быстро падает (с помощью фильтров) так, что затухания становятся большими на частоте стереосигнала пилот-тона 19 кГц и на поднесущих частотах 38 кГц.

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ ДОЛБИ

Правила Федеральной комиссии связи разрешают применять в радиовещании США передачу сигналов, кодированных по системе Долби Б; другие страны еще ведут экспериментальные исследования этого вопроса. При наличии дополнительного декодера Долби в тюнере, а также при использовании предыскажений и схемы их коррекции (предложенная постоянная времени предыскажений 25 мкс) улучшение отношения сигнал-шум до 12—13 дБ удваивает площадь эффективного обслуживания передатчиком без увеличения его мощности.

Приемники и тюнеры со встроенным декодером Долби Б уже имеются на коммерческом рынке, но в Англии радиослушатели еще не могут пользоваться преимуществами, создаваемыми этой системой шумоподавления, так как руководящие органы не решили вопроса о кодировании программ (см. с. 347).

КОЭФФИЦИЕНТ ГАРМОНИК

Коэффициент гармоник на любой частоте полосы пропускания и на любом уровне модуляции может быть измерен с помощью измерительной установки, показанной на рис. 11.1. Однако ЧМ-генератор должен принимать внешний сигнал модуляции с очень малыми искажениями и обеспечивать калиброванную модуляцию до 100%-ного уровня с минимальными искажениями.

Для измерения искажений в стереорежиме требуется стереофоническое кодирующее устройство в генераторе, причем измеряемые искажения будут включать в себя искажения, создаваемые не только трактом промежуточной частоты тюнера и УКВ-детектором, но также и стереодекодером и низкочастотными схемами тюнера. Высококачественный стереотюнер Hi—Fi не должен создавать гармонических искажений более 2% в поднесущей, хотя в стереорежиме искажения на частоте 1 кГц должны быть значительно меньше этой величины. Известно, что постоянная времени схемы коррекции предыскажений влияет на искажения Hi—Fi, поэтому тюнер с постоянной времени предыскажений 75 мкс имеет меньшие искажения на высоких частотах, чем такой же тюнер с постоянной 50 мкс.

Лучшие современные тюнеры имеют в схеме входных каскадов полевые МОП-транзисторы и как минимум три резонансных контура перед смесительным каскадом. Переменная настройка иногда обеспечивается варикапами (т. е. емкостными диодами), но это ни в коем случае не является обязательным, так как некоторые превосходные модели используют блок конденсаторов переменной емкости (рис. 11.9).

В тракте промежуточной частоты применяются интегральные схемы с ограниченными функциями, в то время как керамические фильтры с линейной фазовой характеристикой используются для обеспечения высокой избирательности.

Интегральные схемы успешно применяются в стереодекодерах, особенно становятся популярными схемы фазовой автоподстройки частоты, выполненные в виде ИС.

Схема входных каскадов японского тюнера ТХ-9100 фирмы «Пайонир» (Pioneer) приведена на рис. 11.9.

Этот тюнер был одним из самых лучших к моменту написания книги, и его параметры, измеренные автором, даны в табл. 11.3 для сравнения с минимальными величинами, указанными в табл. 11.1.

Такие параметры во время выпуска данной книги были у очень немногих тюнеров.

Высокая избирательность входного каскада (включая способность приема больших сигналов) и высокая чувствительность достигаются в результате применения полевых МОП-транзисторов с двойным затвором в каскадах высокочастотного усиления и смесительном и четырех переменных резонансных контуров во входном каскаде перед смесительным каскадом, а также четырех ограничительных ИС в тракте промежуточной частоты.

В схеме на рис. 11.9 затвор первого высокочастотного транзистора *T1* соединен с перестраиваемым контуром *C1*. Транзистор *T2* используется в качестве второго ВЧ-усилителя с полосой пропускания, зависящей от связи с транзистором *T1* и перестраиваемыми контурами *C′2* и *C′3*. Транзистор *T3* выполняет функцию смесителя, на входе которого имеется перестраиваемый контур *C′4*. Отдельный гетеродин на транзисторе *T4* перестраивается контуром *C′5*. Сигнал гетеродина подается на смеситель *T3* через буферный каскад на транзисторе *T5*, включенном по схеме эмиттерного повторителя.

75-омный антенный вход подключается непосредственно к среднему выводу входного контура *Тр1*, и для 300-омного симметричного входа используется симметрирующий трансформатор *L1*. Тюнер имеет также диапазон СВ, но его схема не приводится.

В тракте промежуточной частоты имеются четыре ограничительные интегральные схемы и две пары керамических

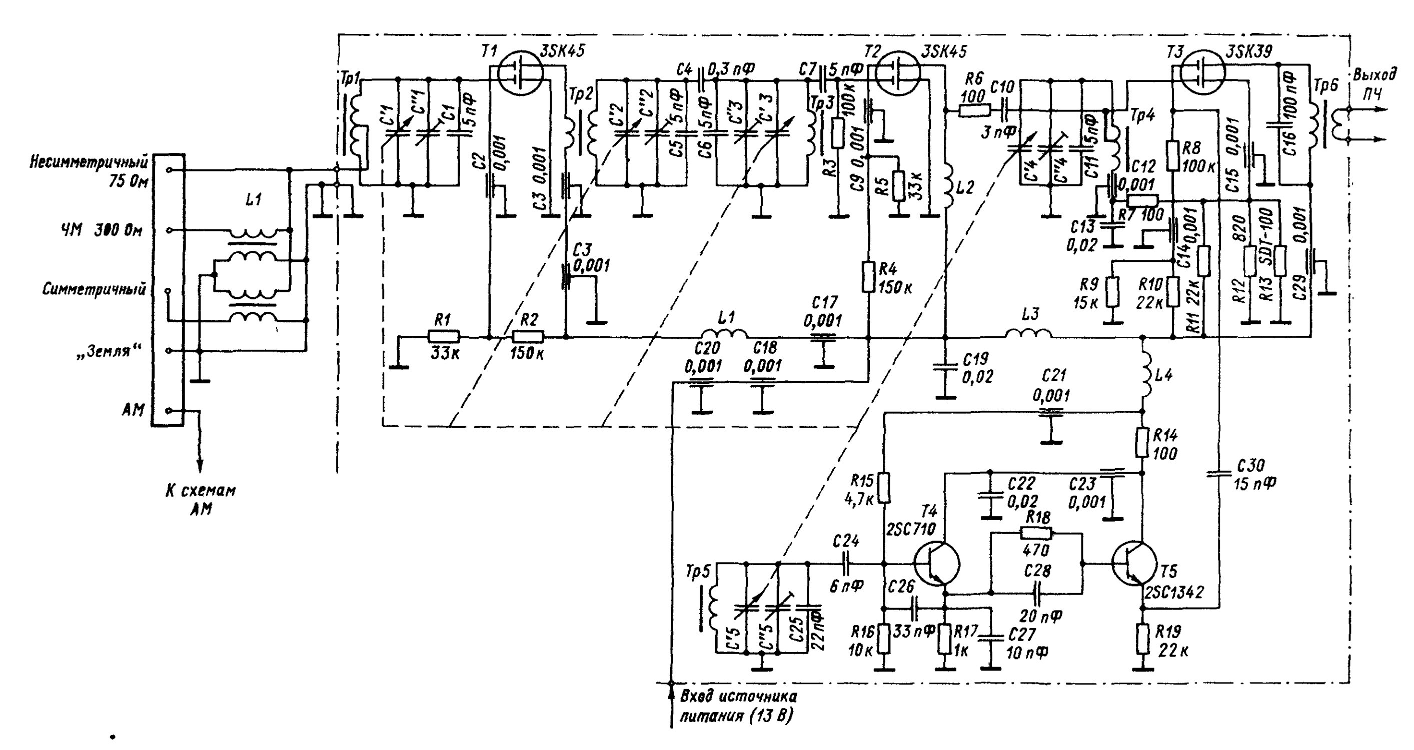


Рис. 11.9. Схема входных каскадов УКВ-тюнера TX-9100 фирмы «Пайонир» (см. текст)

фильтров. В стереокодере применена фильтрация с использованием интегральной схемы с фазовой автоподстройкой частоты.

Таблица 11.3

Параметр	Измеренное значение (тюнер TX-9100 фирмы «Пайонир»)
Избирательность входного каскада	90 дБ * (двухсигнальным методом)
Избирательность по соседнему каналу	90 дБ *
Коэффициент захвата	0,8 дБ
Коэффициент подавления АМ	64 дБ (относительно шума и фона)
Максимальный шум и фон	—64 дБ
Максимальное отношение сигнал-шум	—75 дБ
Полное ограничение	2 мкВ (напряжение при сопротивлении 75 Ом)
Чувствительность при отношении сигнал-шум 30 дБ	Приблизительно 0,75 мкВ (напряжение при сопротивлении 75 Ом)
Реальная чувствительность по стандарту IHF	0,95 мкВ (напряжение при сопротивлении 75 Ом)
Уровень сигнала звуковой частоты на выходе	0,5 В (среднее квадратическое значение на канал при 100%-ной модуляции) **
Частотная характеристика	20 Гц — 15 кГц относительно постоянной времени предыскажений 50 мкс при неравномерности +0,75 до —1,5 дБ
Коэффициент гармоник	0,4% на 1 кГц при 100%-ной модуляции

* Пределы измерительной аппаратуры.

** Возможен изменяющийся уровень выходного сигнала 60 мВ — 1,8 В при 100%-ной модуляции.

Подробная информация о стереофоническом кодировании и декодировании приводится в книге автора «Справочник по ремонту УКВ-радиоприемников», 2-е изд. (Лондон).

УКВ-АНТЕННЫ

В заключение данной главы следует сказать несколько слов об УКВ-антеннах, которые в век высокочувствительных тюнеров с хорошей избирательностью имеют важное значение. Полная характеристика любого тюнера становится понятной только тогда, когда он принимает «чистый» сигнал, свободный от всевозможных отраженных сигналов (которые создают так называемые искажения от многолучевого распространения сигнала). У тюнеров с низкой избирательностью, подверженных перегрузкам (т. е. с ограниченным входным динамическим диа-

пазоном) ослабление нежелательных сильных сигналов обеспечивается направленностью антенны. Этот же принцип применяется, когда необходимо принять удаленную, особенно стереофоническую станцию (рис. 11.10).

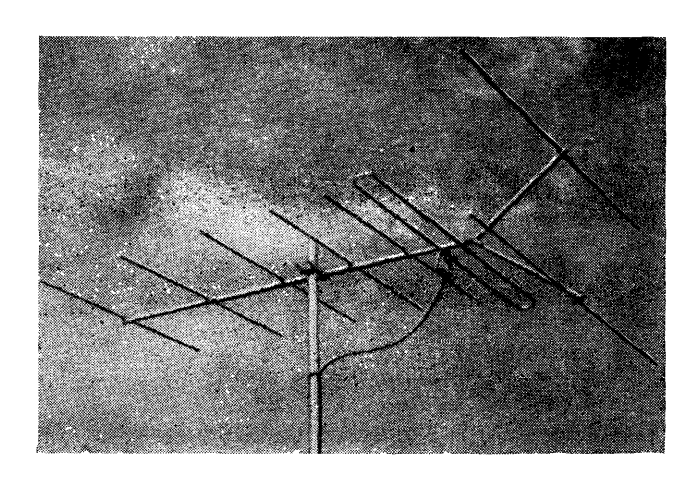


Рис. 11.10. 8-элементная УКВ-антенна с высоким усилением для приема на большие расстояния

Антенны типа Uka Stereo 8 фирмы «Фуба» имеет среднее усиление 9 дБ, среднее отношение фронт-тыл 24 дБ, горизонтальный угол приема 49°, вертикальный угол приема 70°. Она включает в себя согласующий трансформатор, предназначенный для работы с 75-омным коаксиальным кабелем или 240/300-омным двойным симметричным фидером

ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА

Когда группа «местных» радиостанций создает сильное поле сигнала антенны, то возникает необходимость его ослабления с целью устранения «свистов». Одной из причин появления этих помех являются интермодуляционные искажения третьего порядка, которые считаются продуктом частоты помехи f_2+ $+f_4-f_3$ от трех частот f_2, f_3 и f_4 радиостанций Би-би-си Radio 2, 3 и 4. Эта частота помехи лежит в передающем канале f_3 и возбуждается модуляцией в любом из трех каналов.

Недостаточная избирательность в тракте промежуточной частоты может вызвать помеховый сигнал типа «свиста» в стереорежиме, который усиливается гармониками компонентов стереофонического канала поднесущей частоты. Его можно уменьшить, введя простой низкочастотный фильтр 55 кГц между УКВ-детектором и стереодекодером.

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ДЛЯ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ОСНОВНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ДАННЫХ ТЮНЕРА

В период публикации книги проводилась работа членами института «Хай Фиделити» (High Fidelity) по изучению предложений относительно совершенствования первоначальных технических данных УКВ-тюнера по стандарту IHF. Первые стандарты IHF были опубликованы в 1958 г., и они не содержали требований к стереофоническим тюнерам; поэтому предложения по усовершенствованию касались включения в стандарт

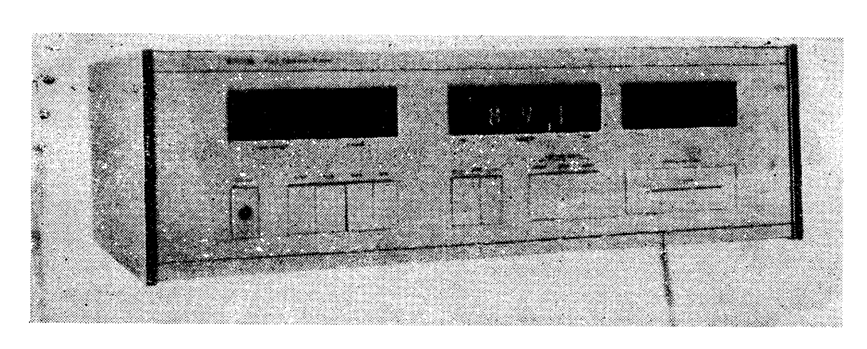


Рис. 11.11. Современный тюнер с цифровой индикацией УКВ-станций

Эта модель T33S американской фирмы «Скотт» имеет гарантированную точность настройки 0,001% при разнесении каналов на 100 кГц. Такие параметры, как чувствительность 1 мкВ при отношении сигнал-шум 30 дБ; чувствительность 1,8 мкВ по стандарту IHF, избирательность 75 дБ по стандарту IHF, коэффициент захвата 1,2 дБ и подавление перекрестной модуляции 95 дБ, обеспечивают хороший прием как местных, так и удаленных радиостанций, в том числе и в зонах затрудненного приема. В тюнере применены схема фазовой автоподстройки частоты с постоянной времени 10 мс, автоматический поиск 5 каналов в секунду (автоматическая настройка), предварительная настройка на перфокартах, интегральные схемы и функционально-блочное построение

параметров УКВ-тюнеров, один из которых показан на рис. 11.11.

Однако некоторые предложения касаются монофонических УКВ-тюнеров или стереотюнеров, работающих в монорежиме. В проект нового стандарта включены 10 параметров с «минимальными» значениями и еще 8 вторичных параметров для «полной» технической характеристики тюнера. «Минимальные» требования приведены в разделе А, дополнительные требования — в разделе Б табл. 11.4. Эта таблица показывает, что для полной технической характеристики стереофонического тюнера достаточно указать 14 параметров, относящихся к монорежиму, и 10 параметров, характерных для стереорежима.

Неизменными остаются такие параметры, как реальная чувствительность, максимальное отношение сигнал-шум, уход частоты гетеродина, частотная характеристика, интермодуля-

ционные искажения, избирательность по зеркальному каналу, подавление паразитных помех и фон.

Среди вновь предлагаемых параметров следует отметить реальную чувствительность в стереорежиме при отношении сигнал-помеха 30 дБ, которая ранее измерялась только в монорежиме (см. с. 337), чувствительность, обеспечивающую на выходе отношение сигнал-шум 50 дБ в моно- и стереорежиме, гармонические искажения в моно- и стереорежиме при чувствительности, обеспечивающей на выходе отношение сигнал-шум 50 дБ; максимальное отношение сигнал-шум в стереорежиме, максимальные гармонические искажения в стереорежиме, частотную характеристику в стереорежиме, разделение стереоканалов, коэффициент подавления поднесущей частоты,

Таблица 11.4

Параметр	Моно	Стерео
А		
Реальная чувствительность	*	**
Чувствительность, обеспечивающая на выходе отношение сигнал-шум 50 дБ	**	**
Гармонические искажения при чувствительности, обеспечивающей на выходе отношение сигнал-шум 50 дБ	**	**
Максимальное отношение сигнал-шум	*	**
Максимальная величина гармонических искажений	***	**
Уход частоты гетеродина	*	****
Частотная характеристика	*	**
Разделение стереоканалов	*****	**
Подавление поднесущей частоты	*****	**
Подавление частоты передачи коммерческой радиостанции SCA	*****	**
Б		
Интермодуляционные искажения	*	*****
Коэффициент захвата	***	*****
Избирательность по зеркальному каналу	*	*****
Избирательность по соседнему каналу	**	*****
Подавление паразитных помех	*	*****
Порог стереорежима	*****	**
Фон	*	*****
Коэффициент подавления АМ	***	*****

* Параметр не изменился.
** Новый параметр.
***. Пересмотренный параметр.
**** Не требуется.
***** Не применяется.

коэффициент подавления частот коммерческой радиостанции SCA (специально для тюнеров, используемых в США), избирательность по соседнему каналу (существующий стандарт требует измерять избирательность только по зеркальному каналу) и порог переключения стереодекодера.

Пересмотр коснулся таких параметров, как максимальная величина гармонических искажений (предлагаются частоты измерений 100 Гц, 1 и 7,5 кГц для моно и верхняя частота 5 кГц для стерео), коэффициент захвата на входе 1 мкВ или 1 мВ (существующие стандарты требуют напряжения на входе 1 мкВ для номинального коэффициента захвата), коэффициент подавления АМ (измерения рекомендуется проводить при напряжении 100 мкВ и при напряжении, соответствующем чувствительности, обеспечивающей на выходе отношение сигнал-шум 50 дБ; существующие же стандарты требуют, чтобы это измерение проводилось только при $U_{вх}=100$ мкВ).

Ко времени выхода книги другие стандарты также пересматриваются различными организациями с целью стандартизации и одобрения всей той аппаратуры, в том числе и аппаратуры класса Hi—Fi, которая разрабатывается, выпускается и продается.

Западногерманские стандарты DIN также пересматриваются, чтобы приблизить свои требования к задачам текущего момента. Британский институт стандартов (BSI) тоже проявляет активность в этом направлении и разрабатывает ряд технических параметров, эквивалентных параметрам стандарта DIN 45—500, для бытовой аппаратуры Hi—Fi, что, как предполагают, приведет к созданию ряда «международных» стандартов в этой области.

Среди организаций, которые участвуют в работе Британского института стандартов, составляя координационный комитет по выработке основных технических требований к бытовой радиоаппаратуре, можно назвать Британскую ассоциацию изготовителей радиоэлектронной аппаратуры (BREMA), Федерацию изготовителей элементов для радиоэлектронной аппаратуры (RECMF) и др.

Был создан Технический комитет (TLE/26) для координации работ. Ряд проектов технических требований к аппаратуре Hi—Fi уже составлен, они изучаются Международной электротехнической комиссией (МЭК) с целью создания международного стандарта, работы ведет рабочая группа 12-го подкомитета SC/29B. Вполне вероятно, что скоро появится ряд новых британских стандартов.

ДОЛБИ И УКВ

В США Федеральная комиссия связи одобрила применение системы Долби Б в УКВ-радиовещании, снизив при этом постоянную времени предыскажений с 75 до 25 мкс. Кодирование

по системе Долби Б усиливает высокие звуковые частоты, одновременно понижая уровень сигнала. Декодирование в приемнике осуществляется дополнительным устройством (см. с. 314). Общий эффект достигается введением и коррекцией предыскажений. В США эта комбинация сохраняет соответствующий частотный баланс с тюнерами без декодирования по системе Долби Б, но имеющими схему коррекции предыскажений с постоянной времени 75 мкс.

Подобная совместимость с существующими европейскими (и английскими) тюнерами с постоянной времени предыскажений 50 мкс потребует применения более низкой, чем 25 мкс, постоянной времени предыскажений в тюнерах с системой Долби Б (предположительно она составит 17 мкс). Чтобы получить все преимущества, предоставляемые системой понижения шума Долби, в тюнере должен быть применен дополнительный декодер и соответственно уменьшена постоянная времени предыскажений. В результате значительно улучшится отношение сигнал-шум, особенно при стереовоспроизведении (см. с. 340).

Сейчас нет уверенности, что такая схема будет принята радиовещательной корпорацией Би-би-си. Уменьшение постоянной времени предыскажений, связанной с кодированием по системе Долби Б, приведет к устранению перемодуляции на высоких частотах. Это явление уже устраняется Би-би-си, но не срезом пиков, а использованием переменных ограничителей предыскажений, которые автоматически и мгновенно уменьшают предыскажения, когда возникают высокочастотные составляющие с очень большой амплитудой в сигнале модуляции. Этот метод применяется на большинстве радиостанций Би-би-си, ведущих стереопередачи, и зарекомендовал себя очень хорошо.

ГЛАВА 12

Пространственное звучание и четырехканальные системы

Как известно, стереофоническое воспроизведение требует, чтобы сигналы левого и правого каналов, получаемые от микрофонов, передавались полностью изолированными через всю цепь записи (передачи)-воспроизведения для подачи на два громкоговорителя, расположенные справа и слева от зоны прослушивания в помещении. При правильном фазировании звуки от двух громкоговорителей смешиваются так, что слушатель, находящийся на некотором расстоянии от них, примерно одинаковом, получает впечатление о первоначальной звуковой картине в горизонтальной плоскости и пространственно воспринимает отдельные источники звука. Такова двухканальная система.

С уменьшением разделения каналов ширина звуковой картины уменьшается, и когда разделение каналов становится равным нулю, создается условие монофонического звучания и звук излучается как будто бы из источника, находящегося посредине между двумя громкоговорителями. Неправильное фазирование несколько смещает положение источника звука и создает кажущееся расширение звуковой картины за пределы, определяемые местоположением двух громкоговорителей.

Местоположение источника звука определяется слушателем по различию интенсивности и времени приближения звуковых волн к обоим ушам, причем последний фактор является доминирующим. Это можно доказать, подавая на два разнесенных в пространстве громкоговорителя сигналы одинаковой интенсивности, но с небольшой задержкой во времени одного сигнала по отношению к другому. В этих условиях слушатель, находящийся на одинаковом расстоянии от двух громкоговорителей, получит впечатление, что сигнал поступает от того громкоговорителя, на который он подается без задержки времени. Это явление называется эффектом предшествования (или эффектом Хааса). Интересно, что при задержке сигнала на 50 мс требуется увеличить интенсивность задержанного сигнала на 10 дБ и больше, чтобы добиться впечатления, что звук излучается именно этим громкоговорителем.

Таким образом, стереоэффект основан на интенсивности и времени поступления сигнала на уши слушателя (или на фазировании сигналов, что одно и то же) от двух громкоговорителей, что означает, что сигналы в двух стереоканалах меняются по амплитуде и фазе.

В концертном зале наши уши реагируют не только на звуки, излучаемые непосредственно инструментами оркестра, но и на отраженные звуки, воздействующие во всех направлениях. Отраженные звуки содержат информацию об акустических характеристиках концертного зала. Следовательно, вводя эти звуки в соответствующей направленности в комнату прослушивания, мы усиливаем реальность воссоздаваемой звуковой картины; другими словами, отраженные звуки вносят атмосферу окружающей среды, реверберацию и пространственное звучание, как в концертном зале.

Стереофоническая микрофонная система реагирует на некоторые отраженные звуки, поэтому они присутствуют в левом и правом стереосигналах, но при обычном стереовоспроизведении с помощью двух громкоговорителей они поступают только спереди, но не с боков, не сзади и не с потолка, как в действительности. Более близкую к оригиналу звуковую картину можно получить путем «декодирования» звуков окружающей среды и подачи их на отдельные громкоговорители, размещенные по бокам и сзади слушателя в комнате прослушивания.

Самая простая система четырехканального воспроизведения базируется на этом способе. Следует четко представлять себе, что в данном случае при использовании четырех громкоговорителей сохраняются только два стереоканала. Дополнительные громкоговорители подключены так, что они передают только звуки окружающей среды, содержащиеся в сигналах двух стереоканалов. Этот метод можно реализовать также с помощью одного дополнительного громкоговорителя, расположенного за спиной слушателя.

НОМЕНКЛАТУРА

При написании этой главы большую трудность представлял выбор терминологии. Термин «квадрафонический», или «квадрафония», получил международное признание для определения понятия «четырехканальный», но, как упоминалось в гл. 7, этот термин был признан в одних кругах и категорически отвергался в других.

Такие разногласия были вызваны тем, что число промежуточных каналов часто отличалось от числа используемых громкоговорителей. Так, если термин «квадрафония» относится к четырем громкоговорителям, то монофоническая система, исполь-

зующая четыре громкоговорителя, тоже должна называться этим термином.

В каждой системе имеются три основных фактора: 1) число входов сигнала или каналов, выведенных от источника звука; 2) число промежуточных каналов и 3) число каналов громкоговорителя и (или) громкоговорителей, необходимых для использования системы по назначению.

Простое описание, основанное на этих трех факторах, часто используется для определения различных систем. Так, мы обозначаем моносистему как 1-1-1, стерео — 2-2-2 и полную четырехканальную систему — как 4-4-4. Во всех этих примерах каждый вход имеет свой собственный промежуточный канал и громкоговоритель.

Если подключаются два дополнительных канала для передачи эффектов окружающей среды, то имеем систему 2-2-4, т. е. два стереофонических громкоговорителя плюс два дополнительных громкоговорителя (для передачи эффектов окружающей среды) получают сигналы от двухканального источника звука через два канала. При наличии одного дополнительного громкоговорителя для передачи звуков окружающей среды получаем систему 2-2-3. Когда источник сигнала обеспечивает входные сигналы для четырех каналов, которые затем матрицируются в два канала передачи, а затем снова преобразуются в четыре канала для воспроизведения их через четыре громкоговорителя, то имеем систему 4-2-4.

Были предложены различные варианты такого краткого описания систем, но все они только вызывали путаницу. Однако двусмысленности все-таки возникают, поскольку краткое описание не указывает на природу кодирования и декодирования систем, например системы 4-2-4. Более того, в системе 2-2-4 два дополнительных громкоговорителя могут быть просто соединены параллельно с двумя стереофоническими громкоговорителями и не воспроизводить эффекта окружающей среды, хотя обозначение будет то же; в системе 2-2-3 дополнительный канал может использоваться для передачи $^1/_2$ $(L+R)$ сигнала, т. е., находясь между левым и правым громкоговорителем, просто устранять «пустоту в середине». Тем не менее, несмотря на эти неточности, такое описание используется для обозначения систем в определенном смысле.

Для определения системы 2-2-4 часто используется термин «амбифония», или «амбифонический». Другой, более нейтральный термин «пространственное звучание» может быть одинаково отнесен к любой из систем. Этим термином определяется любая система *, в которой прямые линии, соединяющие громкоговорители, охватывают пространство, окружающее слуша-

* Феллджет П. Б. Перспективы пространственного звучания.— Hi—Fi Sound Annual, 1974.

теля. Иногда предлагаются такие термины, как «амбифоник», когда слушатель получает впечатление направленности и реверберации звука, как в настоящем концертном зале; «перифоническое звучание», когда оно воспроизводится в трех направлениях, включая высоту, и «пантофоническое звучание», когда амбифоническое звучание обеспечивается только в горизонтальной плоскости.

Хотя верно то, что чем больше каналов, тем больше возможностей для кодирования информации (особенно в отношении амплитуды, когда для каждого входа имеются канал и громкоговоритель, как в системе 4-4-4), тем не менее, нет необходимости иметь все полностью независимые каналы для достижения требуемых результатов. Дело в том, что на практике сигналы не являются полностью независимыми — во всех каналах имеются общие компоненты. Таким образом, в системе с полностью независимыми каналами должна быть некоторая их избыточность и, принимая во внимание «различия», т. е. относительные амплитуды и фазы сигналов, ее можно использовать, уменьшая число каналов в системе со многими громкоговорителями.

Однако микрофонная техника, природа кодирования и размещение громкоговорителей в комнате прослушивания являются важными факторами в общей системе. Очень важным является вопрос расстановки микрофонов при записи, и на это следует обратить особое внимание.

ЧИСЛО ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕЙ И ИХ РАЗМЕЩЕНИЕ

Наименьшее число громкоговорителей, которое требуется для системы пространственного звучания, — три, но в большинстве случаев используются четыре (поэтому и появилось отвергаемое некоторыми специалистами название «квадрафонический»), размещаемые по одному в четырех углах помещения для прослушивания. Шесть громкоговорителей вносят некоторое улучшение, но увеличение числа излучателей звука дает минимальные преимущества.

Когда принимается в расчет высота помещения (как при «перифоническом» воспроизведении), то требуется не менее четырех громкоговорителей для заполнения «куба прослушивания». По одному громкоговорителю в каждом углу (всего восемь) было бы лучше! Однако к моменту выхода данной книги не существовало программы, записанной в трех измерениях. Большинство так называемых четырехканальных программ включает в себя в основном пространственное звучание в горизонтальной плоскости, но и в этом случае можно расширить воспроизведение, добавив высоту в системе расположения гром-

коговорителей. Задние громкоговорители в простой схеме 2-2-4, например, могут дать улучшенные результаты, если их разместить высоко над слушателем и повернуть к стене для рассеивания звуков окружающей среды.

Как мы уже знаем (см. гл. 7 и 8), существует система 4-4-4, использующая многоканальную запись на грампластинке, разработанная фирмой JVC-Nivico под названием СД-4. Четыре независимых канала могут быть также получены с помощью магнитной записи. В качестве примера можно взять кассетный магнитофон СД-4 1680 фирмы JVC, в котором применена система автоматического подавления шума (ANRS), разработанная указанной фирмой, о чем говорится в гл. 10 (а также на с. 365 данной книги). Существуют также четырехканальные картридж-системы.

СОВМЕСТИМОСТЬ С РАДИОВЕЩАНИЕМ

Преимуществом системы 4-2-4 является то, что она не требует увеличения полосы пропускания, необходимой для обычной стереосистемы, и это означает, что передача звука осуществляется по имеющимся двум каналам системы УКВ стереофонического радиовещания, если имеется стереодекодер, за которым следует соответствующая схема матричного декодирования *. Это сохранение полосы пропускания будет, вероятно, оцениваться высоко, когда будет окончательно утвержден стандарт для квадрафонического радиовещания. Воспроизведение по системе 2-2-4 возможно через существующие каналы стереофонического УКВ-вещания.

Можно также вести передачу по трем и четырем каналам за счет совершенствования существующей УКВ стереофонической многоканальной техники. Дополнительный канал или каналы будут использовать амплитудно-фазовую модуляцию поднесущей частоты, подобную кодированию U и V цветовых сигналов в цветных телевизорах (см. книгу автора «Ремонт цветных телевизоров», 2-е изд., Лондон). Другой метод (предложенный для СД-4) рекомендует ввести дополнительный субканал, но все дополнительные каналы должны быть совместимы с существующим стереоприемом.

Некоторые четырехканальные радиоприемники уже имеют выход непосредственно от УКВ-детектора (предшествующий цепи коррекции предыскажений) для подключения трех- или четырехканального декодера.

---

* В США объявлено о применении матричных программ в радиовещании и о создании профессиональных матричных кодирующих устройств.

СОВМЕСТИМОСТЬ С МОНО- И СТЕРЕОРЕЖИМАМИ

Записи для матричного или многоканального радиовещания должны воспроизводиться также в моно- и стереорежимах, т. е. в этих режимах ни одна часть записанной программы не должна быть потеряна или ухудшена по сравнению с другими частями. Эта совместимость также важна и при воспроизведении грамзаписи. Пластинки СД-4 по природе кодирования имеют полную совместимость с монофоническим и стереофоническим режимами воспроизведения. Матричные пластинки в этом отношении менее удобны (см. гл. 7), так как у них изменяется степень совместимости, особенно в монорежиме. Например, матричные SQ-записи при монофоническом воспроизведении теряют центральный задний сигнал, поэтому во время записи солисты не находятся в этом месте. При воспроизведении SQ-записи в двухканальном стереорежиме образы, создаваемые задними каналами, располагаются между двумя громкоговорителями, а при воспроизведении записи по методу QS задние сигналы, находящиеся в противофазе, создают звуковые образы за пределами расположения двух громкоговорителей. При наличии фронтального перекрестного смешивания общий эффект вполне благоприятен. Однако не следует ожидать особенно хорошего результата, когда квадрафоническая грампластинка воспроизводится в режимах моно и стерео. Стереофонические и монофонические пластинки в этом случае создают лучшее впечатление. Точно такой же эффект получается от стереопластинки во время воспроизведения в монофоническом режиме. Неизбежны некоторые потери при воспроизведении записей, предназначенных для системы 4-2-4, с помощью систем 4-2-2 или 4-1-1, но новая техника записи должна уменьшить эти недостатки.

Звуковая картина, которая создается у слушателя при воспроизведении записанной программы системами 4-4-4, 1-1-1 и 2-2-2, показана на рис. 12.1, *б, в, г* относительно оригинальной звуковой картины, представленной на рис. 12.1, *а,* где различными символами обозначены разные звуковые точки. Очевидно, что цель систем 4-4-4 или 4-2-4 — воссоздать первоначальную звуковую картину в комнате прослушивания вместе с эффектами окружающей среды и реверберации по окружности 360°, как показано на рис. 12.1, *б.* Моновоспроизведение представлено на рис. 12.1, *в,* где звук эффективно сжат в «туннель» и лишен пространственных отношений и естественных звуков окружающей среды. Стереофоническое воспроизведение показано на рис. 12.1, *г.*

Естественно, что разница между звуковыми картинами *а* и *г* очень велика, а степень совпадения картин *а* и *б* зависит от эффективности кодирования и числа компромиссных решений, ко-

торые допущены в системе. В четырехканальной системе меньше компромиссных решений, чем в двухканальной, поэтому метод 4-4-4 имеет бо́льшие возможности, чем метод 4-2-4. Имеет значение полоса пропускания: в четырехканальной системе она в два раза шире, чем в двухканальной. Однако не следует думать, что система 4-4-4 воссоздает самую точную звуковую кар-

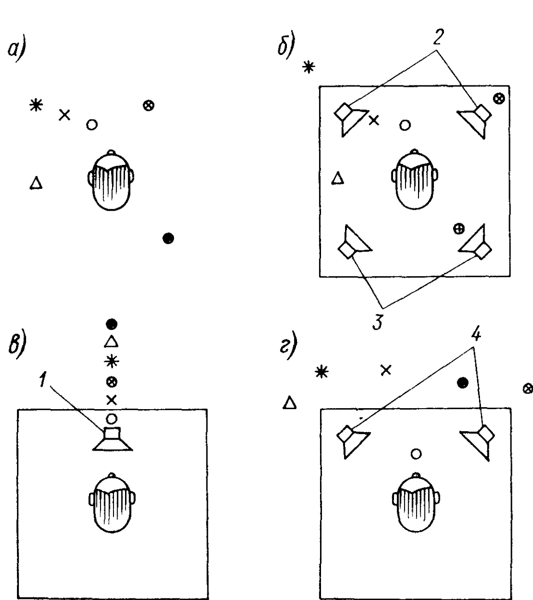


Рис. 12.1. *а* — точечные источники звука, ощущаемые слушателем в оригинальной звуковой картине; *б* — местоположение точечных источников, когда воспроизведение осуществляется с помощью идеальной четырехканальной системы; *в* — ощущение звуковой картины при монофоническом воспроизведении, где локализации нет совсем; *г* — картина, которая создается при стереофоническом воспроизведении

1 — монофонический громкоговоритель; *2* — фронтальные громкоговорители; *3* — тыловые громкоговорители; *4* — стереофонические громкоговорители

тину. Многое зависит от того, как используется дополнительная полоса пропускания. Если существует значительная избыточность, то часть полосы не используется и система 4-2-4 будет обеспечивать такой же результат. Уже указывалось ранее (см. сноску на с. 351), что если основываться на системах, использующих только амплитуду для показа направленности звука, то достаточно трех каналов для пантофонического звучания и четырех каналов для перифонического звучания, включая высокочастотную составляющую.

МАТРИЧНЫЕ СИСТЕМЫ

Как указывалось в гл. 7, матричные системы созданы на основе определенного матричного уравнения для комбинирования четырех первоначальных сигналов источников, расположенных в четырех углах, таких, как левый передний (L_F), правый передний (R_F), левый задний (L_B) и правый задний (R_B), в два сложных сигнала — левый общий (L_T) и правый общий (R_T). Это функция кодирования.

Для воспроизведения применяется дополнительная матрица, обеспечивающая восстановление четырех первоначальных сигналов. Однако восстанавливаемые выходные сигналы из-за природы матрицы (которая представляет собой определенного рода «смесительную» схему) никогда не являются точной копией входных сигналов, так как сигнал, подаваемый на один из входов кодирующего устройства, может появиться на трех выходах декодирующего устройства. Матрица, таким образом, допускает наличие перекрестного смешивания выходных сигналов.

Если перекрестное смешивание в стереофонических системах приводит к сужению звукового образа, то в матричной системе (например, в системе 4-2-4) повышается степень субъективного восприятия благодаря наличию четырех громкоговорителей и различному времени поступления сигналов от них к слушателю. Например, звуковые сигналы, которые одновременно излучаются громкоговорителями, расположенными рядом с углами помещения, в результате эффекта субъективного восприятия изменяют местоположение звукового образа так, что у слушателя создается впечатление, что источники звука расположены примерно в указанных углах помещения.

В матричных системах применяются различные дополнительные схемы для улучшения качества локализации. Схемы «смешивания», например, используются для сложения одного из декодируемых сигналов с другим в соответствующих фронтальных и тыловых парах каналов, так что сигналы C_F усиливаются, а сигналы C_B уменьшаются, что помогает улучшить разделение фронт — тыл (C_F — центральный передний сигнал, C_B — центральный задний). Декодирование по методу SQ также использует в некоторой степени фиксированное «смешивание», в одном варианте оно составляет 25% между передними и задними каналами, в другом — 10% между передними и 40% между задними каналами.

МЕТОД SQ

Основной метод SQ предусматривает бесконечное разделение между левым передним и правым передним каналами, а также между левым задним и правым задним каналами

и всего 3 дБ между передними и задними каналами и между диагонально противоположными выходами. В этой системе применяются фазовые сдвиги +90° в канале L_B относительно L_F и —90° в канале R_B относительно R_F. В результате создается бесконечное разделение между передними и двумя задними выходными сигналами с практически нулевым перекрестным смешиванием в стереорежиме, но с подавлением центрального заднего сигнала в монорежиме.

Так называемые схемы усиления и логические схемы регулировки представляют собой усовершенствования системы SQ. Эти схемы «сдвигают» мощность преимущественно к передним и задним каналам в зависимости от информации сигнала (фазовая или амплитудная), давая возможность выделить информацию C_F или C_B, обеспечиваемую матрицей при регулировке сигнала.

Логические схемы регулировки включают в себя усилители, которые реагируют на параметры сигнала и регулируют распределение мощности в каналах в зависимости от них. Применяется так называемое волновое согласование, посредством которого сбалансированная мощность передается на фронтальные или тыловые выходы в зависимости от наличия передних или задних угловых сигналов.

К другим SQ-системам относятся «переменные логические смесительные схемы», схемы «параметрические» и более новые — «избирательные логические схемы». Об этих последних имеется мало информации. Затухание сигнала влияет на параметры в параметрической схеме, где сигналы, передаваемые в одну часть матрицы декодирования, избирательно гасятся сигналами, передаваемыми в дополнительную часть, опять-таки под контролем логической схемы. В настоящее время уже выпускаются декодеры на интегральных схемах (ИС). Структурная схема матричного SQ-декодера фирмы «Моторола» (Motorola) на ИС с логической схемой приведена на рис. 12.2.

Векторы SQ-матрицы с кодами положений даны на рис. 12.3, где векторы показывают полное разделение фронтальных каналов.

Если «баланс» и другие параметры матриц можно изменять, то основные свойства ее остаются неизменными. Это напоминает воздушный шар, который при сжатии меняет свою форму. Хотя шару можно придать различные формы, он попрежнему остается воздушным шаром (до тех пор, пока не лопнет). Баланс выходных сигналов изменяется довольно легко, так же как и фаза сигналов и распределение перекрестных смешиваний между различными выходами.

Схемы усиления и логические схемы регулировки могут только изменять выходные сигналы различными способами. Они не могут превратить матрицу в истинную четырехканальную систему. Поэтому эффект, создаваемый таким

1
100 мкФ
100 мкФ
10 нФ
L_T
Входы общие
10 нФ
R_T
2
0,5 мкФ
0,5 мкФ
0,5 мкФ
0,5 мкФ
3
L'_F
R'_F
L'_B
R'_B
Выходы
5 нФ
5 нФ
5 нФ
10 мкФ
4
5 нФ
20 К
0,5 мкФ
0,5 мкФ
1 мкФ
1 мкФ
100 мкФ
100 мкФ

Рис. 12.2. Структурная схема декодера SQ на интегральной схеме (разработка фирмы «Моторола»)

Схема регулировки усиления в системе SQ расположена после матрицы
1 — четырехканальный регулятор громкости; 2 — матричный декодер; 3 — усилитель, регулируемый напряжением; 4 — логическая схема

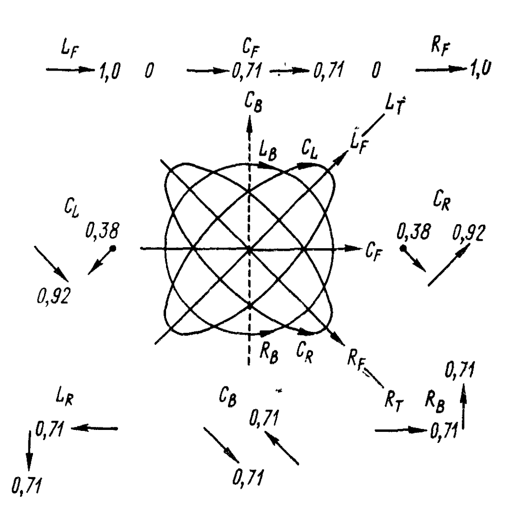


Рис. 12.3. Векторы SQ-матрицы и коды положений

искусственным путем, является субъективным, отчего и схемы иногда вызывают сомнение. Иногда высказываются суждения о том, что перекрестное смешивание не является нежелательным в системах пространственного звучания и что реверберация и эффекты окружающей среды — более важные факторы, чем локализация, при такой системе воспроизведения, которая создает эффект расширения локализации тем или иным путем.

Различные искусственные способы, используемые в матричной системе, применяются с целью улучшения локализации, и эти способы не всегда приемлемы с эстетической точки зрения. Например, схемы регулировки не могут дифференцировать все виды сигналов, в том числе переходные; поэтому должно быть смещение одного образа, чтобы другой мог занять более правильное положение.

С другой стороны, чистый результат является полностью субъективным; поэтому схемы, увеличивающие иллюзию, даже технически не очень точные, не должны отвергаться.

Система 4-4-4 менее подвержена ошибкам локализации. Возможности этой системы превышают возможности обычной системы пространственного звучания или системы 4-2-4, хотя пути ее дальнейшего развития будут зависеть от особенностей кодирования.

СИСТЕМА QS

Система QS — это другая разновидность системы 4-2-4, дополнительные устройства декодирования и кодирующая матрица которой показаны на рис. 12.4, *а* и *б* с соответствующими векторами на рис. 12.4, *в*.

В этой системе применяются фазовые сдвиги —90° в канале L_B относительно L_F и +90° в канале R_B относительно R_F, а модулированные сигналы каналов L_F и L_B ориентированы на 22,5° по отношению к левой и правой осям, что приводит к разделению 7,7 дБ между центральными точками по оси фронт — тыл и боковыми центрами и к разделению 3 дБ между соседними выходными сигналами, а также к бесконечному разделению между противоположными выходными сигналами по диагонали. Таким образом, система является симметричной, из-за чего ее иногда предпочитают другим.

На рис. 12.5 показано, какую фазу имеют звуковые сигналы по отношению к четырем громкоговорителям. Звуковые сигналы, находящиеся в противофазе, увеличивают точность локализации источника звука, так как они излучаются со стороны, соответствующей преднамеренно выбранному угловому положению громкоговорителя.

Схема, увеличивающая разделение каналов в системе QS, носит название «вариоматрица», и включает в себя фазовый

дискриминатор, фазосдвигающее устройство и матрицу переменного усиления. Она отличается от логической схемы SQ тем, что регулируемое «смешивание» четырех сигналов достигается без изменения усиления в усилителях декодера (следует напомнить — см. рис. 12.2, что логическая схема регулирует уровень сигналов после матрицирования). На основе явления на-

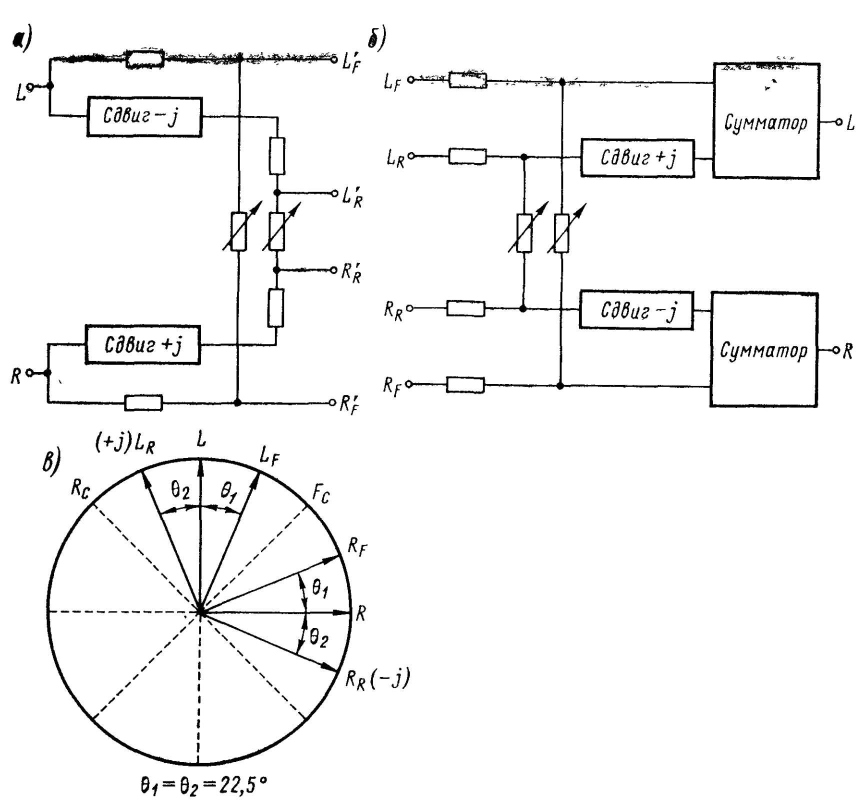


Рис. 12.4. Система QS: *а* — матрица декодирования; *б* — кодирующая матрица; *в* — векторная диаграмма (см. текст)

правленной маскировки достигается почти мгновенная регулировка матрицы как функции входного сигнала, так что сохраняется общая относительная громкость звучания первоначального поля. Этот метод облегчает также согласование с другой, отличной от QS матричной системой. Структурная схема одной из первых систем QS с модулятором случайной фазы (теперь прерывистым — см. гл. 7) показана на рис. 12.6. Здесь видно, что основная матрица QS работает так же, как четырехканальный синтезатор от двухканального источника звука, — см. также системы 2-2-3 и 2-2-4.

Ко времени выхода книги разработаны или разрабатываются различные матрицы. Разработка одних прекращена, другие демонстрируются и изучаются, получая поддержку фирм—изготовителей грампластинок.

Интересная система была изобретена доктором Д. Купером из университета штата Иллинойс (система Cooper—Shiga) *

Рис. 12.5. Фазирование звука вокруг четырех громкоговорителей системы QS

и создана фирмой «Ниппон Колумбия Компани Лтд.» (Nippon Columbia Company, Ltd.), где достоинства матричной системы объединяются с достоинствами «мультиплексных» систем.

Основная матрица (BMX) является векторной системой, которая в отличие от систем SQ и QS обеспечивает полную совме-

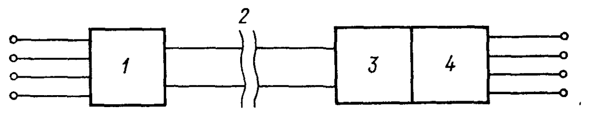


Рис. 12.6. Структурная схема системы QS с синтезатором декодера и фазовым модулятором (см. текст)

1 — кодирующее устройство QS (±j); *2* — двухканальная передача; *3* — декодер-синтезатор QS(±j); *4* — фазовый модулятор

стимость с монорежимом, так как полученный сигнал разности в горизонтальной плоскости имеет отрицательный сдвиг по отношению к моносигналу, соответствующему углу источника. При воспроизведении с помощью четырех громкоговорителей распределение звука является симметричным при наличии углов более 45°. Это означает, что нежелательное излучение по

* Купер Д. Н. и Шига Т. Дискретно-матричная многоканальная стереофония.— J. Audio Eng. Soc., 1972, vol. 20, № 5, p.346.

обеим сторонам полезного сигнала фазируется на $\pm 45°$, что усиливает локализацию.

К 1974 г. стало известно о разработке системы UD-4 фирмой «Ниппон Колумбия». Она объединяет матричную систему с двумя дополнительными каналами несущей частоты 30 кГц, с полосой пропускания приблизительно 3—4 кГц, девиацией частоты ± 6 кГц, с заданным уровнем несущей, используя, таким образом, максимальную частоту 36 кГц, которая меньше, чем у системы СД-4. Каналы несущей частоты, которые не эксплуатируются без надобности, добавляют «направленность» и делают местоположение слушателя менее критичным. Таким образом, схема системы UD-4 очень гибкая, грампластинки (в 1974 г. был запланирован выпуск 50 пластинок) совместимы с монофоническими проигрывателями без искажения направленности, а также с двухканальными стереофоническими проигрывателями, с четырехканальными системами «пространственного звучания» и с «дискретными» системами, использующими каналы несущих частот. Разработан также проект четырехканального УКВ-радиовещания.

СИСТЕМЫ 2-2-3 И 2-2-4

Эффекты окружающей среды, содержащиеся в двух каналах обычной стереопластинки, принимают форму противофазных компонентов, которые, как указывалось в гл. 7, вызывают вертикальные колебания иглы звукоснимателя. Звуки окружающей среды присутствуют также в левом и правом стереосигналах, полученных от любого другого источника звука, если они были закодированы случайно системой стереомикрофонов.

Звуки окружающей среды могут воспроизводиться дополнительной парой громкоговорителей, размещенной позади слушателя и соединенной с выходными клеммами правого и левого каналов стереофонического усилителя. Задние громкоговорители получают сигналы независимо от того, отклоняются ли сигналы L и R от синфазного положения. Так, стереоусилитель с правильным фазированием, работающий в монорежиме ($L+$ $+R$), не будет давать сигналы на задние громкоговорители, когда уровни левого и правого сигналов равны.

Поскольку отраженные звуки, поступающие с боков и сзади на стереофоническую систему микрофонов, стремятся отклониться в сторону $L—R$, то задние громкоговорители передают звук, содержащий компоненты окружающей среды. Насколько хорошо передаются эффекты окружающей среды., зависит до некоторой степени от природы микрофонной системы, которая используется для записи звука. Опыты показывают, что наилучшим образом эффекты окружающей среды воспроизводятся при записях и передачах, использующих пару совмещенных микро-

фонов по методу Блюмлейна с характеристикой в виде восьмерки (см. гл. 9).

Два задних громкоговорителя могут быть соединены последовательно или параллельно в зависимости от чувствительности и сопротивления, но в противофазе для достижения наилучших результатов. Иногда помогает диффузия звуков, отраженных от стен. Система такого рода была описана несколько лет тому назад Дэвидом Хэфлером, поэтому систему 2-2-4 часто называют его именем. Стереофонические усилители сейчас выпускаются с двумя дополнительными гнездами для громкоговорителей, что облегчает воспроизведение по системе 2-2-4. Переключение иногда применено так, что гнезда позволяют воспроизводить либо эффекты окружающей среды, либо обычные стереосигналы с помощью второй пары громкоговорителей. Некоторые изготовители применяют также простые низкочастотные фильтры для задних громкоговорителей, чтобы улучшить воспроизведение окружающей среды.

На рис. 12.7 показана основная идея способа воспроизведения, а на рис. 12.8 — его развитие, при котором переменные резисторы $R1$ обеспечивают регулировку уровня заднего громкоговорителя, а $R2$ — смешивание в каналах L—R. В результате фронтальное перекрестное смешивание усиливает направленность в сторону окружающей среды за счет фронтального разделения каналов.

Стереоусилитель должен иметь общую для громкоговорителей схему заземления (и большинство моделей ее имеют) и дополнительную нагрузку для каждого канала из-за наличия задних громкоговорителей в зависимости от осуществляемого время от времени фазирования L и R-сигналов. В монорежиме ($L+R$) дополнительная нагрузка не возникает, но дополнительная нагрузка на канал повышается до максимума, когда фазовое различие между L и R-сигналами достигает 180°, что очень редко случается на практике. Однако необходимо принять во внимание самое наихудшее условие, когда $1/Z_T=1/Z_1+1/Z_2+$ $+1/Z_3$, где Z_T — нагрузка на канал; Z_1 — сопротивление левого громкоговорителя; Z_2 — сопротивление правого громкоговорителя, а Z_3 — общее сопротивление задних громкоговорителей и схемы. На рис. 12.7, где два фронтальных громкоговорителя имеют нагрузку по 8 Ом каждый и общее сопротивление задних громкоговорителей тоже 8 Ом (т. е. два 4-омных громкоговорителя соединены последовательно или два 16-омных — параллельно), каждый выход усилителя нагружен на сопротивление 2,6 Ом (редко встречающееся на практике условие фазирования).

Систему 2-2-4 иногда называют «синтезирующей». Четырехканальная аппаратура с матрицей 4-2-4 может быть переключена на этот режим. Преимуществом простых схем, показанных на рис. 12.7 и 12.8, является то, что для задних

громкоговорителей не требуются дополнительные усилители мощности (они не требуются и для громкоговорителей в системе 2-2-3). Когда в комплекте аппаратуры имеются четыре усилителя, тогда для каждого громкоговорителя используется отдельный усилитель и синтезирование осуществляется перед

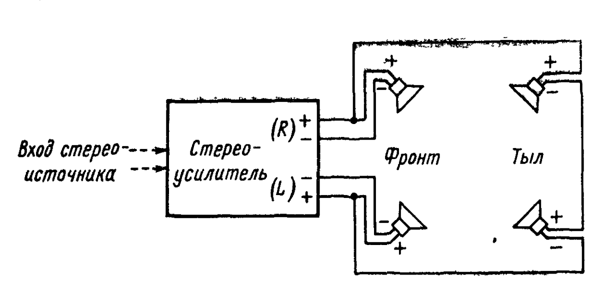


Рис. 12.7. Простой способ получения воспроизведения по системе 2-2-4 с помощью подачи «дифференцированных» L и R-сигналов на задние громкоговорители

Максимальная нагрузка усилителя обеспечивается во время подачи сигналов в противофазе (см. текст)

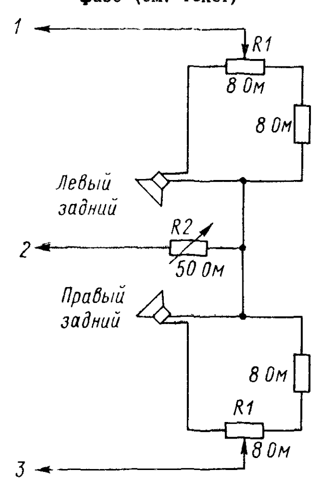


Рис. 12.8. Конкретизация способа, показанного на рис. 12.7 (см. текст)

1 — клемма правого канала усилителя; 2 — общее отрицательное заземление усилителя; 3 — клемма левого канала усилителя

началом работы усилителей. Возможно применение переменного регулятора для подстройки частотно-амплитудных характеристик задних сигналов с целью улучшения эффекта воспроизведения.

Синтезирующая функция системы QS фирмы «Сансуй» основана на применении регулирующей матрицы, включающей в себя те же самые устройства сдвига $\pm j$ и смешивания, и на использовании фазового модулятора (см. рис. 12.6).

Функциональная схема системы СД-4 приведена на рис. 12.9, а структурная схема демодулятора системы СД-4 фирмы JVC — на рис. 12.10а. Электрическая схема демодулятора показана на рис. 12.10б. В схеме на рис. 12.10а комплексный сигнал звукоснимателя поступает в каскад «переходной» частоты эквилайзера (корректирующего устройства) типа IC 101/102, характеристика которого показана в виде кривой *1* на рис. 12.11, *а*. После прохождения через низкочастотный фильтр *Ф101* сигналы снова корректируются фильтром «среза» *ИС103* и *ИС104,* характеристика которого представлена в виде кри-

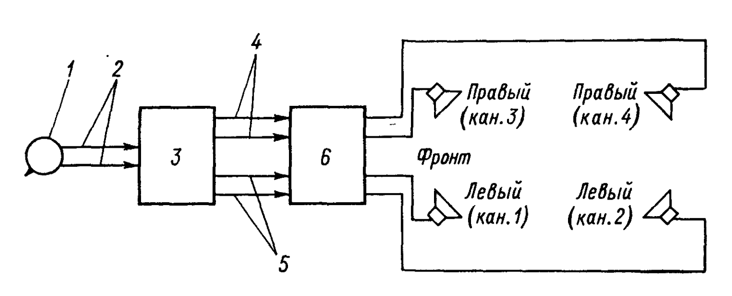


Рис. 12.9. Функциональная диаграмма четырехканальной системы СД-4 с демодулятором

1 — «двухканальный» картридж-магнитофон; *2* — «многоканальный» сигнал; *3* — демодулятор СД-4; *4* — передние и задние сигналы правого канала; *5* — передние и задние сигналы левого канала; *6* — четырехканальный усилитель

вой *2* на рис. 12.11, *а*. В комбинации друг с другом каскады эквилайзера отвечают требованиям стандарта RIAA, как показывает кривая *3* на рис. 12.11, *б*.

Низкочастотный фильтр устраняет модулированные разностные сигналы на частотах выше 15 кГц, так что только суммарные сигналы проходят через полный эквилайзер (рис. 12.10а) и поступают в матричные схемы на транзисторах *Т101* и *Т102*. Подробное описание природы суммарных и разностных сигналов приведено в гл. 7 (см. также рис. 7.5).

Модулированные разностные сигналы перед тем, как пройти через низкочастотный фильтр, подаются на детектор *ИС201* и *ИС202* через *Т201, Т202,* и выходной сигнал с детектора поступает в схему бесшумной настройки на транзисторах *Т205, Т206* через каскады на транзисторах *Т203, Т204*. Схема регулируется с помощью транзисторов *Т211—Т217*.

Регулятор бесшумной настройки реагирует на сигнал несущей частоты, подаваемый на транзистор *Т211* от *Т202,* и бесшумная настройка действует только тогда, когда воспроизводится пластинка СД-4, т. е. когда несущая частота присутствует в сигнале звукоснимателя. При этом условии сигнал

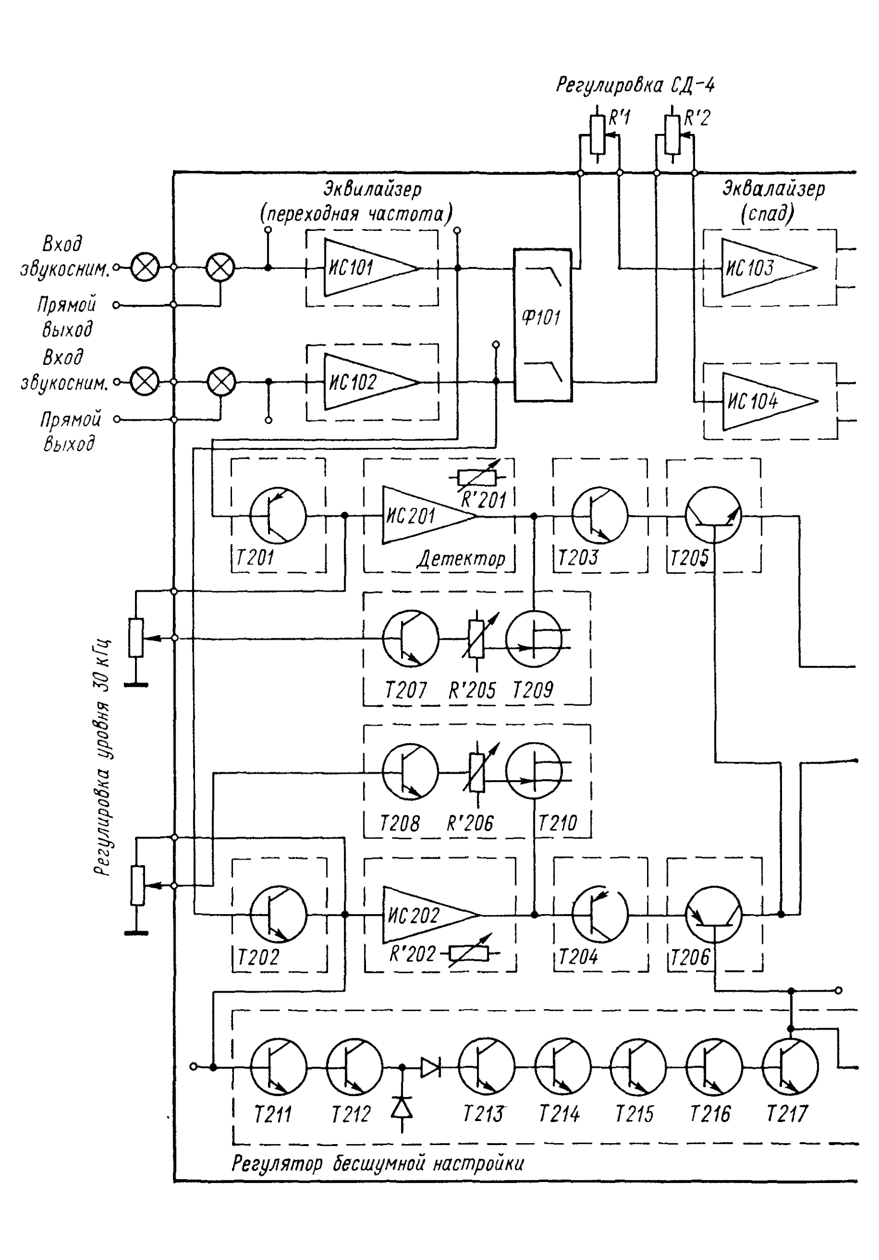
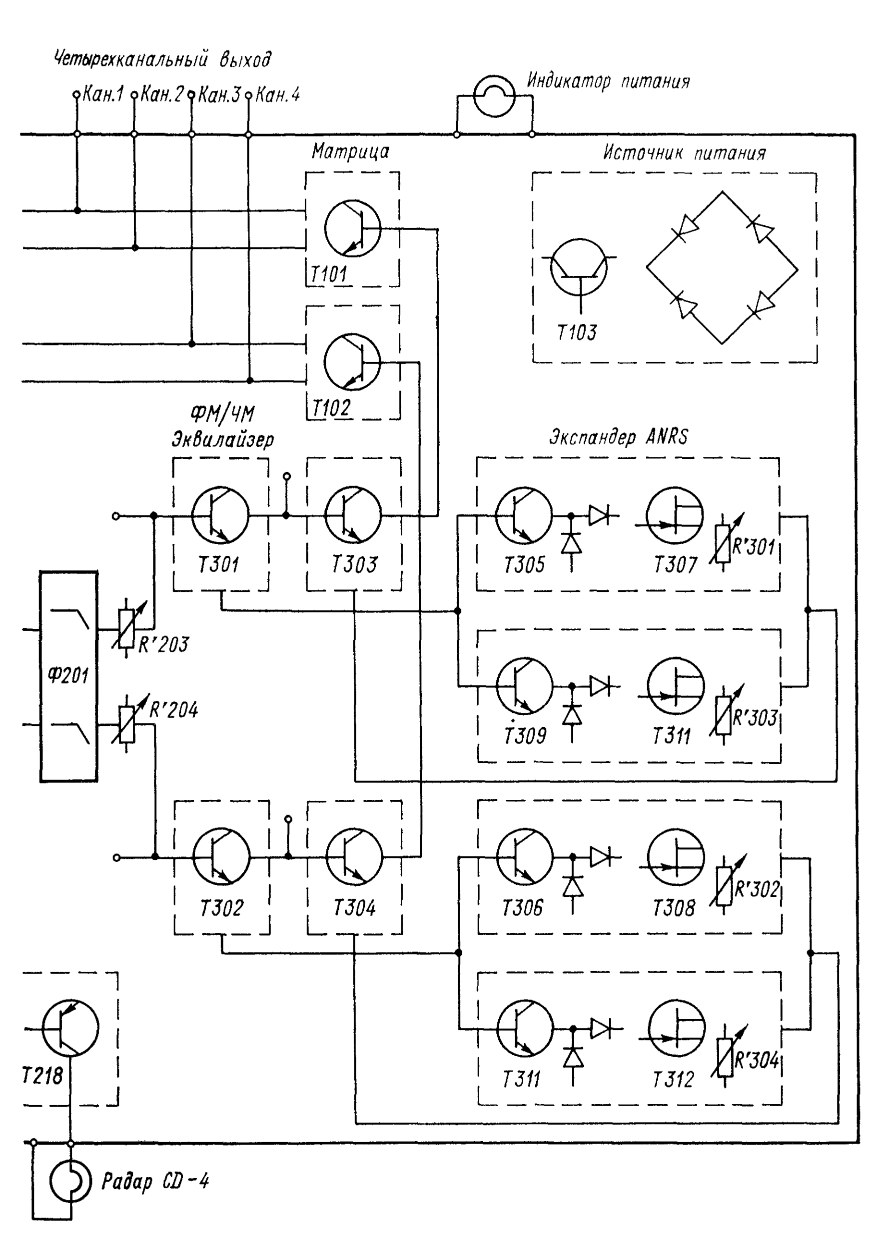


Рис. 12.10а. Структурная схема демодулятора системы



СД-4 типа **4DD-5** фирмы JVC, описанного в тексте

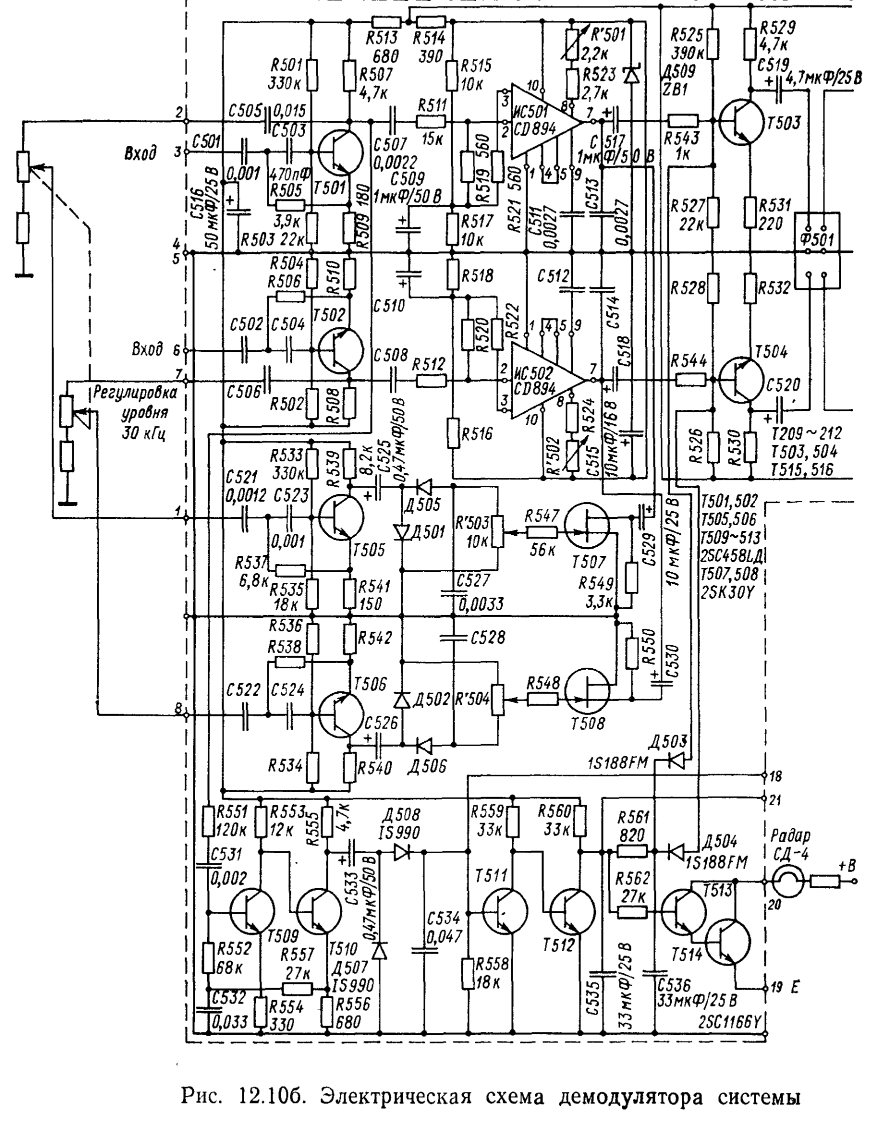
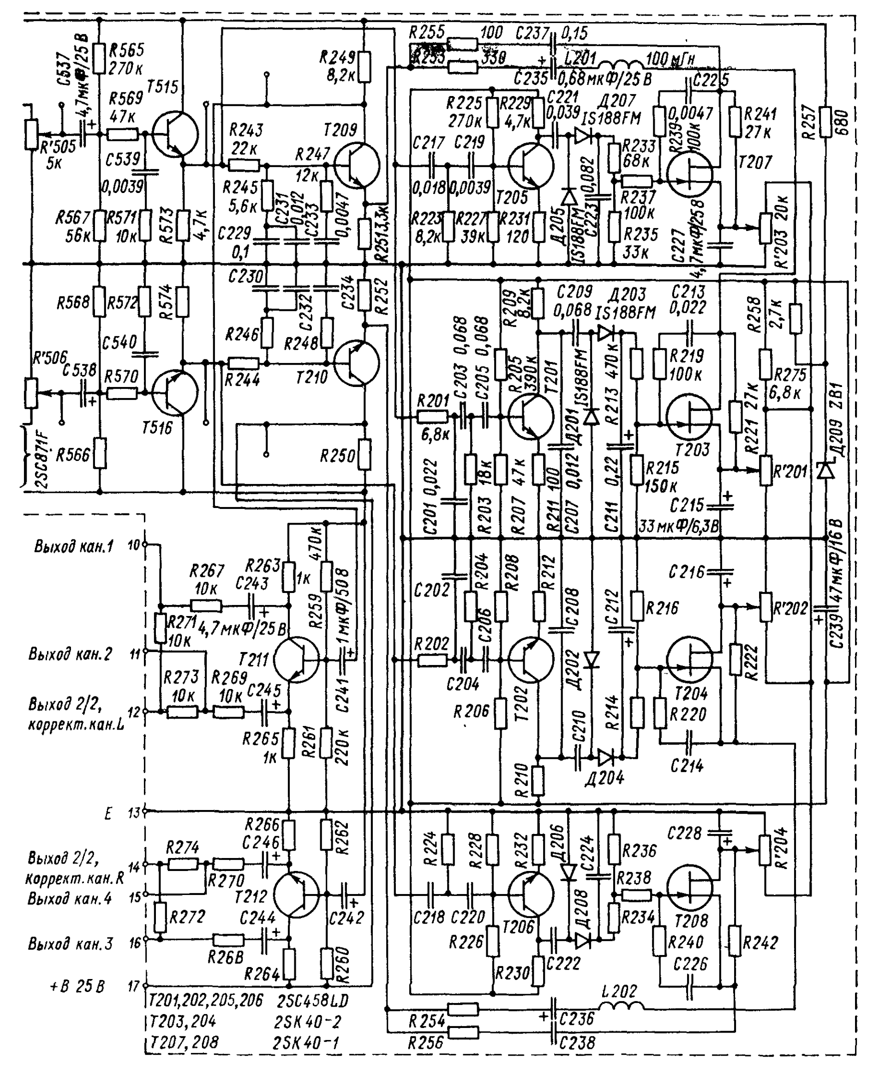


Рис. 12.10б. Электрическая схема демодулятора системы

с выхода детектора, представляющий собой разностный сигнал, подается на ФМ, ЧМ-схему компенсации *T301, T302* через низкочастотный фильтр *Ф201,* который устраняет остаточную несущую частоту. Схема компенсации корректирует разностный сигнал для уменьшения шума.

Система автоматического шумоподавления фирмы JVC (ANRS) используется для разностных сигналов (см. гл. 10), она работает следующим образом. Кривая *2* на рис. 12.11, *в,* отно-



СД-4 типа 4DD-5 фирмы JVC, описанного в тексте

сящаяся к записи на грампластинке СД-4, показывает, что сигнал записи, уровень которого ниже определенного значения, усиливается. Усиление является значительным на частотах выше 500 Гц. Схема расширения создана так, что она выполняет дополнительные функции, как показывает кривая *3* на рис. 12.11, *в*. «Равномерная» характеристика (кривая *1* на рис. 12.11, *в*) создается ее сжатием во время записи и расширением во время воспроизведения.

Схема расширения на транзисторах *Т303, Т304* регулируется двумя схемами — для средних частот *(Т305—Т308)* и для высоких частот *(Т309—Т312)*. Разностный сигнал от схемы расширения подается на матрицу *Т101, Т102,* где он суммируется с суммарным сигналом или вычитается из него. Процесс выглядит таким образом:

$$L_F = \frac{1}{2}[(L_F + L_B) + (L_F - L_B)];$$

$$L_B = \frac{1}{2}[(L_F + L_B) - (L_F - L_B)];$$

$$R_F = \frac{1}{2}[(R_F + R_B) + (R_F - R_B)];$$

$$R_B = \frac{1}{2}[(R_F + R_B) - (R_F - R_B)].$$

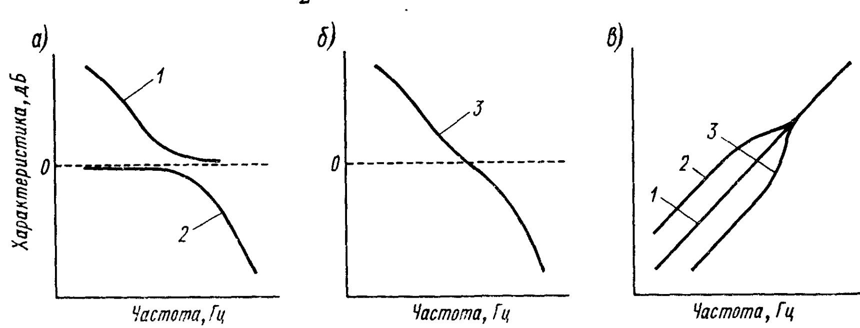


Рис. 12.11. Кривая коррекции по стандарту RIAA (*б*), состоящая из двух кривых *1* и *2* (*а*) для облегчения выделения модулированного разностного сигнала в демодуляторе 4DD-5 фирмы JVC (см. текст), и кривые (*в*), относящиеся к системе автоматического понижения шума (ANRS), примененной в демодуляторе 4DD-5 (см. гл. 7)

1 — переходная частота по стандарту RIAA; *2* — спад по стандарту RIAA; *3* — кривая коррекции по стандарту RIAA

Для получения оптимальных результатов звукосниматель должен иметь частотную характеристику до 45 кГц и разделение каналов должно быть до 30 кГц.

С помощью переменных резисторов *R'1, R'2* осуществляется предварительная регулировка уровня суммарного сигнала и разделения каналов. Имеются также регуляторы баланса каналов и регулятор уровня несущей частоты 30 кГц.

Индикаторная лампочка зажигается тогда, когда демодулятор реагирует на несущую частоту, причем ток подается транзистором *Т218,* который включается автоматически схемой бесшумной настройки. При воспроизведении обычной стереопластинки, когда нет несущей частоты звукоснимателя, транзисторы *Т205* и *Т206* отключаются и случайные сигналы не попадают на матрицу. В этих условиях транзистор *Т218* становится

непроводящим и индикаторная лампочка не зажигается. Индикатор напоминает такой же прибор в стереотюнерах, реагирующий на пилот-тон.

ЗВУКОСНИМАТЕЛИ ДЛЯ СИСТЕМЫ СД-4

Соединение звукоснимателя с демодулятором показано на рис. 12.12, и, как объясняется в гл. 8, головка звукоснимателя должна иметь характеристику до 45 кГц. Она должна также

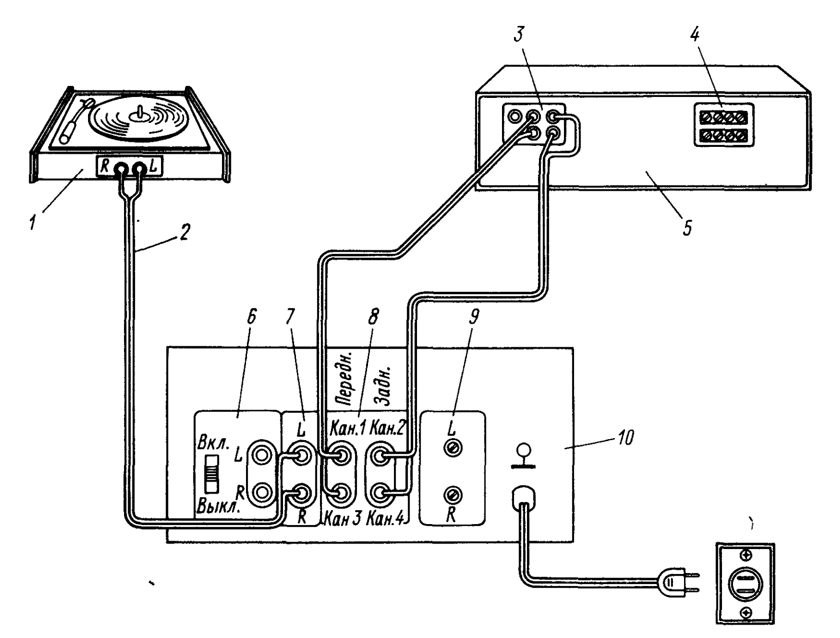


Рис. 12.12. Соединение демодулятора 4DD-5 фирмы JVC со звукоснимателем и четырехканальным усилителем

1 — проигрыватель с четырехканальной головкой; *2* — шнур с малой емкостью; *3* — четырехканальные дополнительные гнезда; *4* — подключение громкоговорителей; *5* — четырехканальный усилитель; *6* — двухканальный прямой выход; *7* — вход звукоснимателя; *8* — четырехканальный выход; *9* — регулировка СД-4; *10* — подключение «заземления»

быть свободна от недемпфированных резонансов. Нежелательный резонанс на частоте около 30 кГц, например, может вызвать разбаланс разностных сигналов и стать причиной появления искажений. Предварительная регулировка на частоте 30 кГц может устранить это явление, причем регулировка осуществляется с помощью испытательной пластинки с сигналом на частоте 400 Гц для обеспечения максимальной стабильности и минимальных искажений.

На высоких частотах следование иглы головки по канавкам пластинки улучшается, если применяются иглы Шибата,

Праманик или Ичикава (см. гл. 8), но почти любая хорошая магнитная головка звукоснимателя с прижимной силой 15 мН (1,5 гс), имеющая эллиптическую иглу, может воспроизводить пластинку СД-4. Шунтирующая емкость должна быть уменьшена с помощью провода с малой емкостью, и головка должна быть правильно установлена в тонарме, как показано на рис. 12.13, *а*. Неправильная установка головки (рис. 12.13, *б*) приводит к плохому качеству воспроизведения.

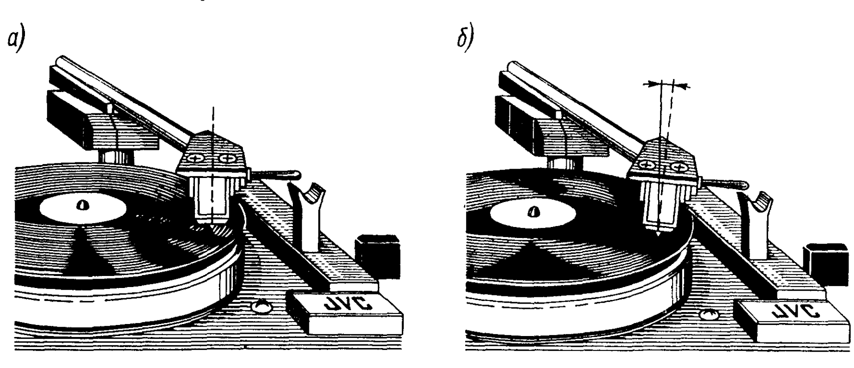


Рис. 12.13. *а* — головка звукоснимателя, установленная в тонарм перпендикулярно поверхности пластинки, для правильного воспроизведения пластинок СД-4; *б* — установка головки с отклонением на небольшой угол от перпендикулярного положения, приводящая к неудовлетворительным результатам

Кодирование каналов системы СД-4 дано в табл. 12.1, цветные коды — в табл. 12.2.

Желательно при воспроизведении пластинки СД-4 в моно- или стереорежиме убедиться, что головка имеет соответствую-

Таблица 12.1

Канал	Номер канала
Левый передний	1
» задний	2
Правый передний	3
» задний	4

щее качество и свободна от резонанса на частоте 30 кГц, так как он может подчеркивать сигнал на несущей частоте, подаваемый на усилитель, и затем этот сигнал может воспроизводиться громкоговорителями. Хотя он выходит за полосу пропускания, тем не менее, нежелательно, чтобы усилитель пропускал сигнал на частоте 30 кГц с относительно большой амплитудой.

Наилучшее воспроизведение высоких частот матричных грампластинок обеспечивается с помощью эллиптической иглы или одной из головок для системы СД-4.

Таблица 12.2

Номер канала	Цвет
1	Коричневый
2	Красный
3	Оранжевый
4	Желтый
Звукосниматель левый	Белый
Звукосниматель правый	Красный

Звукосниматель должен иметь хорошую характеристику следования, так как неправильное следование иглы по канавке грампластинки в системе 4-2-4 усиливает звук от задних громкоговорителей.

СИСТЕМЫ С ЧЕТЫРЬМЯ ГРОМКОГОВОРИТЕЛЯМИ

Одной из лучших систем, где достигается четырехканальное звучание, можно считать систему, в которой выбранную матрицу или декодер можно подключать к четырехканальному усилителю или приемнику как отдельный блок, и некоторая четырехканальная аппаратура конструируется на основе этого принципа. Например, квадрафонические усилители мощности фирмы «Маранц» (Marantz), а также приемники имеют гнезда для подключения матриц. Без матриц аппаратура может воспроизводить в режиме 2-2-4. Кодированные пластинки тоже можно воспроизводить таким способом.

РЕЖИМ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

На рис. 12.14 показаны различные режимы воспроизведения системой с четырьмя громкоговорителями, где источник сигнала — приемник Quadradial Four 1115 фирмы «Маранц». Монорежим показан на рис. 12.14, *а*, где все четыре громкоговорителя возбуждаются (через отдельные усилители) одной суммой сигналов. Двухканальный режим показан на рис. 12.14, *б*, где суммируются левый передний и левый задний сигналы. Так называемый дискретный режим показан на рис. 12.14, *в*, где каждый громкоговоритель получает только свой соответствующий сигнал, и «синтезированный» режим, показан на рис. 12.14, *г*,

где левый и правый передние сигналы поступают в соответствующие громкоговорители (как в стереорежиме), а задние громкоговорители воспроизводят сигналы от двух передних каналов, как уже говорилось.

Любая четырехканальная аппаратура (т. е. аппаратура, имеющая четыре усилительных канала и четыре громкогово-

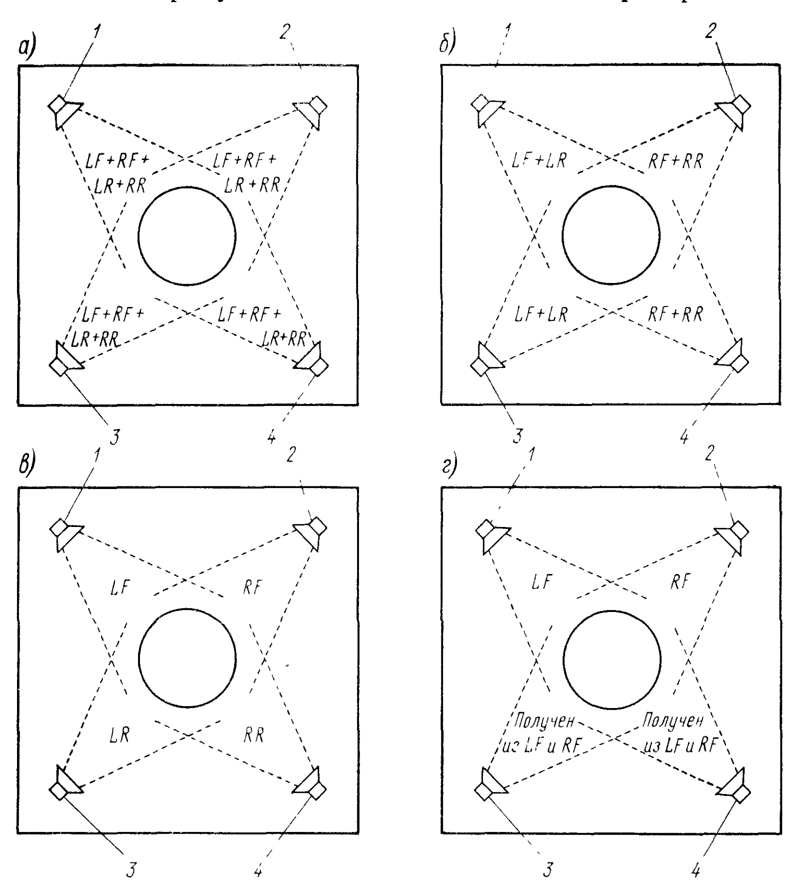


Рис. 12.14. Воспроизведение с помощью четырех громкоговорителей: *а* — моно; *б* — стерео; *в* — система 4-4-4; *г* — комбинированные задние сигналы (см. текст)

1 — левый передний громкоговоритель; *2* — правый передний громкоговоритель; *3* — левый задний громкоговоритель; *4* — правый задний громкоговоритель

рителя) даже при наличии блока декодера может быть переключена на «дискретный» режим для воспроизведения по системе 4-4-4 с использованием пластинки СД-4 или магнитной ленты. Четырехканальные усилители и приемники (например, фирмы JVC) имеют переключаемый матричный декодер или встроенный демодулятор для системы СД-4.

ОТ РЕЖИМА 2-2-2 К РЕЖИМАМ 4-2-4 ИЛИ 4-4-4

Стереосистема 2-2-2 может быть преобразована в системы 4-2-4 или 4-4-4 в результате добавления двух громкоговорителей, двухканального усилителя и матричного декодера или демодулятора СД-4, как показано на рис. 12.15, *а* для матричной и *б* — для пластинок СД-4 или четырехканальной магнитной записи без демодулятора.

Два входных сигнала, необходимые для матрицы, приведенной на рис. 12.15, *а*, могут быть получены от гнезд *L* и *R* для подключения магнитофона, имеющихся в усилителе передних сигналов, и после переключения этого усилителя в режим контроля магнитной записи передние и задние выходные сигналы матрицы могут быть поданы на усилитель мощности и усилитель передних сигналов путем использования гнезда подключения контроля магнитной записи для сигналов *L* и *R* или гнезда воспроизведения. В положении контроля магнитной записи предварительные усилители и усилители мощности отключаются и могут работать независимо.

Некоторые стереоусилители содержат в себе переключатель, который разъединяет предварительный усилитель и усилители мощности вместе с их выходными сигналами, что приводит к тому же.

Задние выходы *L* и *R* матрицы соединяются с соответствующими каналами дополнительного усилителя для подачи сигналов на два задних громкоговорителя.

В дискретной системе меньше сложностей, как видно на диаграмме (рис. 12.14, *б*).

Имеются двухканальные усилители с декодирующей матрицей. Их принцип такой же, как уже ранее упоминалось, но монтаж менее сложен. Матричные пластинки могут быть записаны с помощью стереомагнитофона на магнитную ленту и могут воспроизводиться с использованием четырехканальной системы через соответствующую декодирующую матрицу.

УКВ-тюнеры-усилители также могут иметь возможность многоканального декодирования радиопрограмм, но во время написания книги еще не было британского стандарта на этот вид воспроизведения. Не было также и международного согласованного стандарта на воспроизведение с помощью четырех громкоговорителей, поэтому, вероятно, различные грампластинки и магнитные записи будут сосуществовать в течение некоторого времени. Аппаратура будет выпускаться с возможностью переключения на любую из трех преобладающих систем, а именно СД-4, QS и SQ с синтезирующими режимами. Некоторые виды аппаратуры фирмы JVC, например, имеют переключатели для матричного декодирования и демодуляции СД-4.

Подводя итоги, можно сказать, что как при стереовоспроизведении, так и при воспроизведении с помощью четырех громкоговорителей следует положиться на психоакустические принципы создания иллюзии направленности, реверберации и эффекта окружающей среды. Однако так как системы со многими громкоговорителями и каналами сигналов обеспечивают для слушателя больший объем информации, то снижается необходимость системы ухо — мозг «синтезировать» недостающую информацию и воспроизведение становится более близким к оригиналу, если техника записи находится на соответствующем уровне.

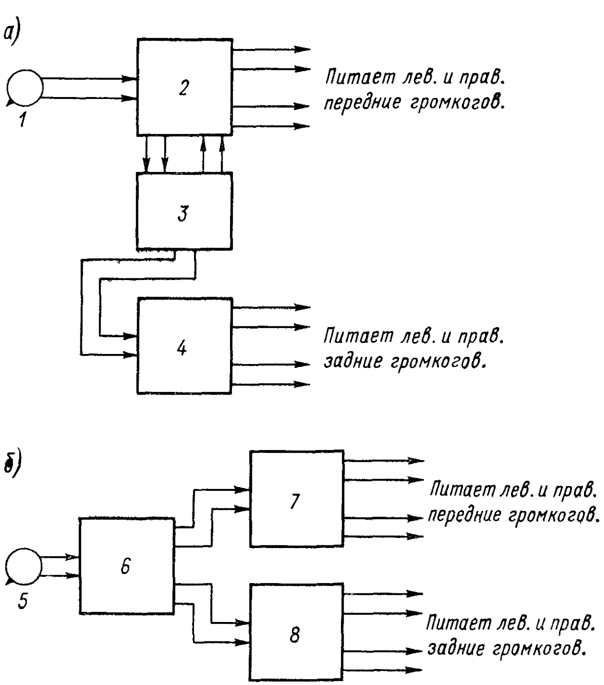


Рис. 12.15. Преобразование системы 2-2-2 в системы 4-2-4 (*а*) и 4-4-4 (*б*)

1 — стереофонический звукосниматель; *2, 7* — обычный двухканальный стереоусилитель; *3* — матричный декодер; *4, 8* — дополнительный двухканальный усилитель для задних громкоговорителей; *5* — двухканальный звукосниматель, который может воспроизводить запись с пластинок СД-4; *6* — демодулятор СД-4

Искусственные способы локализации образа некоторых матричных систем используются для получения от двух промежуточных каналов эффектов, создаваемых системой с четырьмя каналами, особенно по степени направленности. Некоторые слушатели предпочитают матричные или простые синтезирующие системы, другие выбирают полные четырехканальные или с частично ограниченной полосой пропускания каналов квадрафонические системы.

Следует отметить, что во время издания настоящей книги были опубликованы сообщения о разработке английской системы «Амбисоник» (Ambisonic) — см. с. 351. Эта система должна создавать у слушателя представление не только о местоположении исполнителей, но и о направленности реверберирующего звука, что значительно улучшает реальность звучания. Названная «Амбисоник» по предложению национальной корпорации научных исследований (NRDC — National Research Development Corporation), эта система разрабатывалась отделением прикладной физики факультета кибернетики университета (г. Ридинг) совместно с английской фирмой IMF Company и при участии профессора П. Б. Феллджета. Судя по патентам, система имеет конфигурацию фазированной матрицы и совместима с обычным стереовоспроизведением.

Работы профессора Феллджета показали, что хотя два канала могут нести полную информацию о направлении звука, но система «Амбисоник», созданная NRDC, должна ориентироваться на четырехканальные системы (типа СД-4 фирмы JVC и UD-4 фирмы «Ниппон-Колумбия»), реализуя оптимальные возможности «перифонического» режима полной четырехканальной системы (см. с. 351).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Большие изменения происходят в области бытовой радиоаппаратуры и аппаратуры Hi—Fi. Безусловно, еще многое будет сделано, но автора беспокоит вопрос об актуальности

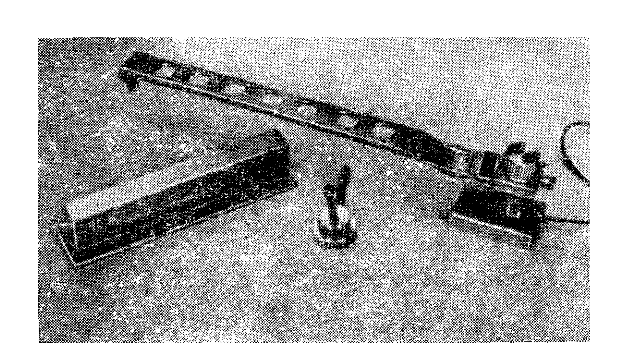


Рис. 12.16. Устройство для очистки пластинок, созданное фирмой «Челстон Аудиокрафт Лтд.»

Оно использует множество очень тонких проводящих волокон, которые не только глубоко проникают в канавки, извлекая пылинки, но и обеспечивают разряд статического электричества на поверхности пластинки, предотвращая притягивание пыли. Укрепленная на опоре щетка для очистки вращающейся пластинки имеет магнитное смещение для сохранения необходимого положения и коррекции бокового усилия; имеется также провод для «заземления» проводящих волокон. Небольшая щетка для очистки иглы и большая щетка для очистки пластинки в неподвижном состоянии созданы фирмой «Дэкка»

данной книги в период быстро развивающейся техники, которая является предметом изложения.

В заключение хочется сказать несколько слов о грампластинках. Чтобы устранить нежелательный шум, особенно при

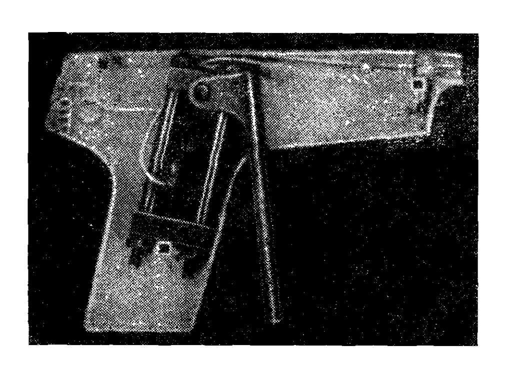


Рис. 12.17. Внутренний вид пистолета «Зеростат» с пьезокерамическим элементом и пусковым механизмом и автор книги, показывающий этот пистолет в действии

воспроизведении через четыре громкоговорителя, необходимо удалить пыль с пластинок. Это трудно сделать, так как маленькие частицы пыли сильно притягиваются к поверхности пластинки статическим электричеством, которое возникает от тре-

ния, например, в момент извлечения пластинки из конверта. В течение многих лет создавались различные устройства для удаления пыли из канавок и одновременного снятия электростатического заряда. Некоторые последние устройства такого типа выпущены фирмами «Дэкка» и «Челстон Аудиокрафт Лтд.» (Chelston Audiocraft Ltd.) и представляют собой щеточки с большим количеством тонких угольных волосков, которые хорошо проникают в глубь канавки, причем одновременно они

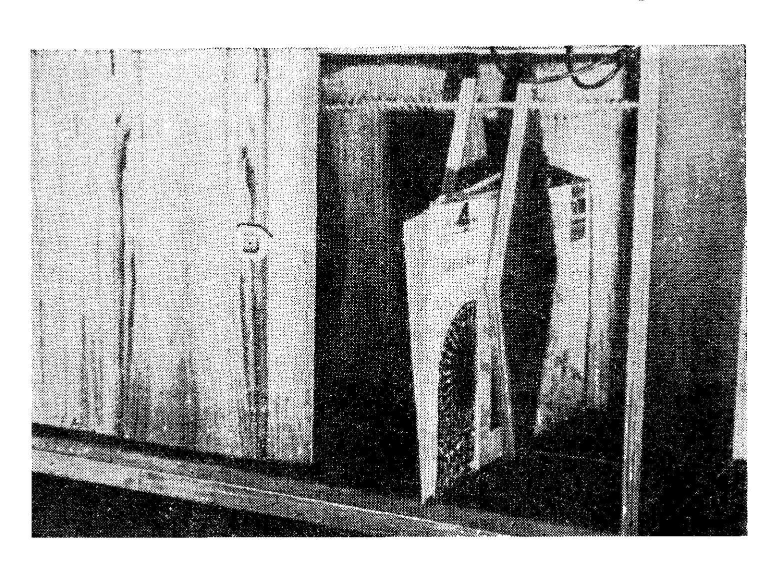


Рис. 12.18. Шкаф для хранения пластинок Hi—Fi фирмы «Кэликс Шелвинг Лтд.»

снимают статические электрические заряды. Одно из первых устройств фирмы «Аудиокрафт» показано на рис. 12.16. Оно состоит из щетки с магнитным смещением для очистки вращающейся пластинки, щетки для очистки иглы и большой щетки для очистки пластинки в неподвижном состоянии.

Другим интересным устройством для снятия электростатического заряда является пистолет, показанный на рис. 12.17. Он работает на пьезоэлектрическом принципе и назван пистолетом «Зеростат» (Zerostat). Когда нажимается пусковой механизм, пьезокерамический элемент попадает под напряжение и создается большой электрический заряд на электроде, расположенном в дуле. Затем пистолет «стреляет» в пластинку, и любой электростатический заряд на ней, появившийся, например, при извлечении пластинки из конверта, нейтрализуется пьезоэлектрическим зарядом. Необходимо устранять пыль

с пластинки каки́м-либо современным способом, и если пластинка свободна от статического электричества, то это сделать очень просто.

Созданный в университете Северного Уэльса в г. Бэнгор под руководством доктора Секкера пистолет «Зеростат» выпускается фирмой «Кэмбридж Электро Сайенсиз» (Cambridge Electro Sciences).

На рис. 12.18 показан удобный шкаф для хранения пластинок. Это — нижняя секция стойки для аппаратуры Hi—Fi, выпускаемой фирмой «Кэликс Шелвинг Лтд.» (Calyx Shelving System Ltd.). Верхняя (невидимая) часть предназначена для размещения усилителя, тюнера, проигрывателя, магнитофона и др. Пластинки хранятся вертикально между деревянными перегородками шкафа.

Предметный указатель